

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

Escuela Politécnica Superior

Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones

Ingeniería de Telecomunicación



Proyecto Fin de Carrera

ANTENAS YAGI-UDA IMPRESAS DE DOBLE BANDA CARGADAS CON PARTÍCULAS METAMATERIALES

Autor: José Romero Huertas

Tutor: Francisco Javier Herraiz Martínez

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

AGRADECIMIENTOS

Este documento representa la culminación de una época, en la cual me han acompañado no pocas y muy buenas personas. No he podido dejar de recordarlas aquí, puesto que sin su compañía y ayuda, probablemente este proyecto no habría sido posible.

Primeramente quisiera agradecer a mi tutor, Francisco Javier Herraiz, toda la valiosa ayuda que me ha prestado a lo largo de estos meses. También agradecer a Daniel Segovia la ayuda y confianza que me ha brindado.

También, gracias a mis compañeros y amigos por todos los buenos ratos que compartimos en estos años. Ana, Bea, Carlos, Fernando, Javi, Kiko, Luis, Manu, Natalia, Rosa, Santi y aquellos a los que pueda estar olvidándome, han sido sin duda los mejores compañeros que podía haber tenido.

A mis padres y hermano, por la comprensión y apoyo incondicional que me han dado a lo largo de estos años. Gracias también a mi abuela por confiar siempre en mí.

Gracias a Mar, por hacer de este último año algo mucho mejor de lo que yo podía haber soñado, por su apoyo, su paciencia y su ayuda.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

RESUMEN

Este proyecto trata de ampliar el conocimiento del funcionamiento de las estructuras metamateriales en aplicaciones de onda radiada. Se persigue este objetivo mediante el diseño y estudio de una antena Yagi-Uda impresa, la cual ha sido cargada con dichas partículas metamateriales. Esto confiere a la antena, una serie de características que el diseño convencional no puede conseguir. Se han conseguido dos efectos en la antena: Un efecto de doble banda y la miniaturización de la antena. Para ello, se añadieron estructuras SRR a la Yagi-Uda impresa convencional. Dichos SRR, añaden un efecto de resonancia extra de forma que es posible controlar la frecuencia de la banda añadida de forma independiente a la banda original de la antena.

Se han desarrollado varios prototipos basados en este esquema: Una antena Yagi-Uda convencional, dos antenas Yagi-Uda cargadas con SRR, una con cuatro SRR por brazo, y otra con un SRR en cada brazo. Por último se diseñó una antena Yagi-Uda incorporando a ésta dos resonadores discretos. A lo largo del proyecto, se analizará el proceso de diseño, así como los resultados obtenidos con dichos modelos.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas
metamateriales

ÍNDICE

| | |
|--|-----------|
| 1 INTRODUCCIÓN | 9 |
| 2. INTRODUCCIÓN A LOS METAMATERIALES. | 13 |
| 2.1. Cristales electromagnéticos..... | 14 |
| 2.2. Medios efectivos | 14 |
| 2.3. Síntesis de medios metamateriales | 19 |
| 2.3.1. Split-Ring resonator | 19 |
| 2.3.2. Metal Thin Wire..... | 22 |
| 2.4. Medios LHM..... | 24 |
| 2.5. Medios LHM en tecnología plana | 25 |
| 2.5.1. Medios CRLH..... | 26 |
| 2.5.1.1. Líneas CRLH balanceadas..... | 30 |
| 2.5.2. Líneas metamateriales de transmisión basadas en SRR | 32 |
| 2.6. Aplicaciones de las estructuras metamateriales | 34 |
| 2.6.1 Dispositivos pasivos de microondas | 34 |
| 2.6.2. Aplicaciones activas..... | 36 |
| 2.6.3. Aplicaciones de onda radiada | 37 |
| 3. LA ANTENA YAGI-UDA..... | 59 |
| 3.1. Introducción e historia..... | 59 |
| 3.2 Fundamentos teóricos..... | 62 |
| 3.3. Antenas Yagi-Uda en tecnología plana | 66 |
| 3.3.1. Parches | 66 |
| 3.3.2. Quasi-Yagi impresa | 69 |
| 3.3.3. Yagi-Uda impresa bipodal | 73 |
| 4. YAGI-UDA IMPRESA CARGADA CON PARTÍCULAS METAMATERIALES | 79 |
| 4.1. Yagi-Uda impresa bipodal | 79 |
| 4.1.1. Diseño | 80 |
| 4.1.2. Medidas del prototipo construido | 84 |

| | |
|---|------------|
| 4.2. Yagi-Uda impresa con metamateriales..... | 85 |
| 4.2.1 Diseño de los SRR | 85 |
| 4.2.2. Diseño | 90 |
| 4.2.3. Medidas del prototipo construido | 99 |
| 4.3. Diseño con un SRR por brazo | 102 |
| 4.3.1. Diseño | 103 |
| 4.3.2. Medidas del prototipo construido | 105 |
| 4.4. Yagi-Uda con resonadores discretos | 107 |
| 4.4.1. Diseño | 109 |
| 4.4.2. Medidas del prototipo consruido | 112 |
| 4.5. Conclusiones | 113 |
| 5. YAGI-UDA IMPRESA MONOPODAL..... | 115 |
| 5.1. Desplazamiento de los SRR | 119 |
| 6. CONCLUSIONES..... | 125 |
| 7. REFERENCIAS | 129 |
| APÉNDICE 1..... | 133 |

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, el desarrollo de medios metamateriales ha acaparado gran atención por parte de la comunidad científica e investigadora. Se pueden definir como aquellas estructuras electromagnéticas artificiales homogéneas que muestran unas propiedades inusuales y que no están disponibles en la naturaleza. Una estructura se puede considerar homogénea si el medio de celda estructural p es muy inferior que la longitud de onda guiada λ_g . El límite de homogeneidad se define como $p = \lambda_g/4$. Dicha definición, sin ser única, es una de las más aceptadas. El estudio de las propiedades que dichos medios presentan, ha promovido el desarrollo de numerosos dispositivos de microondas y antenas compuestos por estos materiales.

Este nuevo campo de estudio, comienza con el trabajo teórico de Viktor Veselago acerca de las propiedades pertenecientes a los materiales zurdos o metamateriales, pero no será hasta finales de la década de los 90 y sobre todo a partir del año 2000, cuando se exploren de forma masiva dichos medios. Así, en la última década, se ha conseguido demostrar de forma experimental el funcionamiento de los metamateriales en numerosos ámbitos, como se verá en los siguientes capítulos.

Dentro del campo de los metamateriales, nos encontramos varios tipos diferentes, como las estructuras componentes de cristales electromagnéticos, las cuales son periódicas con periodicidad comparable a la longitud de onda de la señal de trabajo. También nos encontramos los llamados medios efectivos, los cuales poseen un tamaño inferior al de la longitud de onda de la señal de trabajo. En los últimos años, los materiales conformados por medios efectivos han sido los más desarrollados, dado que las propiedades que poseen dichos materiales no existen en la naturaleza de forma espontánea. Un tipo de medio efectivo lo forman aquellos que están formados por elementos resonantes, los cuales van a tener un tamaño muy reducido en comparación con la longitud de onda, dado que su efecto no viene determinado por un fenómeno de interferencia sino uno cuasi-estático.

Centrados en los metamateriales formados por medios efectivos, podemos distinguir diferentes aplicaciones, que han sido motivo de gran estudio en los últimos años debido a las buenas propiedades ofrecidas. Existen aplicaciones de onda guiada, de onda refractada y de onda radiada. Podemos, a continuación, hacer una breve clasificación de algunos de los desarrollos más significativos desarrollados en cada caso:

En el caso de las aplicaciones de onda guiada, nos encontramos con un gran número de desarrollo de dispositivos basados en las características multibanda y de miniaturización, como pueden ser acopladores, mezcladores, divisores de potencia, etc. Alguno de estos desarrollos los podemos encontrar en [1] donde encontramos aplicaciones en circuitos de microondas de doble banda gracias al empleo de metamateriales. Otro ejemplo lo encontramos en [2] donde nos encontramos una versión del Rat-Race miniaturizada gracias a que uno de sus brazos es sustituido por una línea CRLH.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Las aplicaciones de onda radiada de los metamateriales se han basado principalmente en la miniaturización. Para este tipo de dispositivos se han investigado antenas con partículas metamateriales resonantes [3], donde se demuestra la posibilidad de utilizar dichas estructuras para conseguir dispositivos multi-frecuencia. Una característica multi-frecuencia puede ser muy útil para aplicaciones inalámbricas, que a menudo utilizan varias bandas de frecuencia. También encontramos antenas leaky-Wave con partículas metamateriales, capaces de radiar en su modo fundamental [4].

Por último, tenemos aplicaciones de onda refractada donde, en la actualidad, se está investigando la viabilidad de los metamateriales para conseguir efectos de invisibilidad o cloaking [5], y sobre todo en [6] donde se hace un análisis teórico sobre la posibilidad de conseguir este efecto en objetos con independencia de su tamaño, lo que conllevaría un gran avance y abriría nuevos campos de estudio con muy diversas aplicaciones.

Como hemos visto, existen multitud de aplicaciones, donde las características de los metamateriales resultan muy útiles. En el campo de las ondas radiadas, existen numerosos estudios sobre la posibilidad de utilizar metamateriales para conseguir miniaturizar el dispositivo, pudiendo realizarse también estudios que utilicen la característica multi-frecuencia de dichos medios metamateriales en este tipo de dispositivos. Si bien ya existen algunos desarrollos en este campo [3], resulta interesante profundizar en este campo, ahora que los dispositivos multi-frecuencia se están imponiendo en todo tipo de aplicaciones de la vida diaria.

Así, el objetivo de este proyecto es la realización de un dispositivo de onda radiada cargado con metamateriales, de forma que sea posible conseguir una banda de trabajo adicional mediante el uso de metamateriales, sin olvidarnos de la miniaturización de dicha antena. En los capítulos siguientes, se analizarán diferentes topologías de un mismo dispositivo radiante, con el fin de estudiar los diferentes efectos que el medio metamaterial tenga sobre él, comparando siempre los resultados obtenidos con los resultados que se obtendrían con una antena que no haga uso de metamateriales.

La antena elegida para tal propósito es la Quasi-Yagi impresa. Hasta el conocimiento del autor, no existe hasta el momento ningún modelo de antena Quasi-Yagi impresa que disponga de una característica multi-frecuencia. La elección de dicha antena se debe a las buenas características que presenta. Como se verá en el capítulo 3, dicha antena posee, en un tamaño contenido, un buen ancho de banda (20%-40%). Además con respecto a otras antenas impresas como los dipolos, posee una mejor relación F/B, así como una ganancia apreciablemente superior, la cual podrá modificarse en cierta medida con el número de dipolos directores utilizado. Todas estas características, unidas a la facilidad de diseño de este tipo de antenas, así como a su relativamente bajo coste de fabricación, la hacen una interesante opción en diversas aplicaciones, como pueden ser las redes de sensores, que requieren de dispositivos de buenas prestaciones en un tamaño lo más reducido posible.

Con este proyecto, se abre un nuevo campo de aplicaciones para esta antena, al conseguir un comportamiento de doble banda. Como sabemos, en la actualidad, existe una lista muy extensa de aplicaciones multi-frecuencia. Gran parte de estas aplicaciones se han situado dentro

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

de la banda libre (Bluetooth, Wi-Fi, ZigBee, RFID, etc). Resulta, pues, útil el desarrollo de antenas que sean capaces de satisfacer las exigencias que las nuevas tecnologías plantean. En este proyecto, se consigue además, reducir en cierta medida el tamaño de la antena, gracias también al efecto de los metamateriales. El conjunto de características conseguidas en este proyecto, no debería hacer sino incrementar la utilidad del diseño global. Todo esto, hace de la antena Quasi-Yagi impresa cargada con partículas metamateriales, un dispositivo interesante para aplicaciones móviles que requieran de un tamaño de antena reducido, así como de una característica de doble banda.

2. INTRODUCCIÓN A LOS METAMATERIALES

Como se ha descrito anteriormente, los metamateriales son estructuras artificiales con topología periódica o cuasi-periódica, los cuales poseen algunas propiedades controlables, que en ocasiones no es posible encontrar en la naturaleza. Dentro de los metamateriales, como también se describió en el capítulo anterior, nos encontramos dos subgrupos principales, compuestos por los cristales electromagnéticos, los cuales se caracterizan por tener un tamaño comparable a la longitud de onda de la señal de trabajo, y los medios efectivos, en los cuales, la longitud de onda de trabajo es bastante superior a la del tamaño de la celda. Gracias a que su tamaño es tan reducido en comparación con la longitud de onda, su comportamiento puede definirse como homogéneo, con lo que las propiedades de dicho material, puede ser controlado mediante el diseño de las celdas unitarias del metamaterial. Además, las citadas propiedades serán diferentes a las que presentaría el medio a escala microscópica, pudiéndose conseguir propiedades que no existen en la naturaleza. Esto se consigue, por ejemplo, con los medios LHM (Left-Handed Metamaterials), los cuales presentan valores negativos para la permitividad eléctrica efectiva y la permeabilidad magnética efectiva, lo que da lugar a fenómenos muy interesantes con grandes aplicaciones. También, podemos distinguir los medios metamateriales que poseen solo uno de estos parámetros con signo negativo, los cuales se denominan SNG (Single Negative Media). En dicho subgrupo se engloban por tanto los metamateriales que poseen una permitividad eléctrica efectiva negativa (ENG – Epsilon Negative), y los que poseen una permeabilidad magnética negativa (MNG – Mu Negative).

Se ha dedicado mucho esfuerzo, en los últimos años, al desarrollo de dispositivos con LHM, que funcionan en el rango de las microondas, para lo cual existen numerosas topologías, de las cuales veremos algún ejemplo a lo largo del capítulo. En los últimos tiempos, se está tendiendo a la investigación de materiales LHM, capaces de funcionar a frecuencias muy superiores, en el rango de los THz. Un ejemplo de dichos estudios, lo tenemos en [7], donde se estudia un medio compuesto por varias capas de un tipo de metamateriales a escala microscópica que permite frecuencias de trabajo de 6THz.

A lo largo del capítulo, se presentarán ambos tipos de medios (cristales electromagnéticos y medios efectivos), aunque se dará mayor relevancia a los medios efectivos, dado que en el desarrollo del estudio serán éstos últimos lo que sean utilizados con los fines descritos en el capítulo 1. Así pues, comenzaremos por una breve introducción de ambos subgrupos.

2.1. Cristales electromagnéticos

Los cristales electromagnéticos son estructuras periódicas en el espacio, lo cual hace que posean un potencial periódico para las partículas que viajen a través de él. La periodicidad de

dichas estructuras se conforma mediante la modificación de parámetros del medio. El concepto de cristal electromagnético data de finales de los años 80, y fueron propuestos por Yablonovitch [8], en su estudio para longitudes de onda en el espectro visible. En su estudio, propone estructuras que consigan variar periódicamente el índice de refracción del material, dado que de esta forma se podría dar lugar a materiales en los que aparecieran bandas de frecuencia prohibidas en algunas direcciones dentro del medio. Esto mismo es lo que sucede en los cristales semiconductores con las bandas de energía prohibidas. En la figura 2.1 se muestran esquemas de cristales electromagnéticos con periodicidad unidimensional, bidimensional y tridimensional.

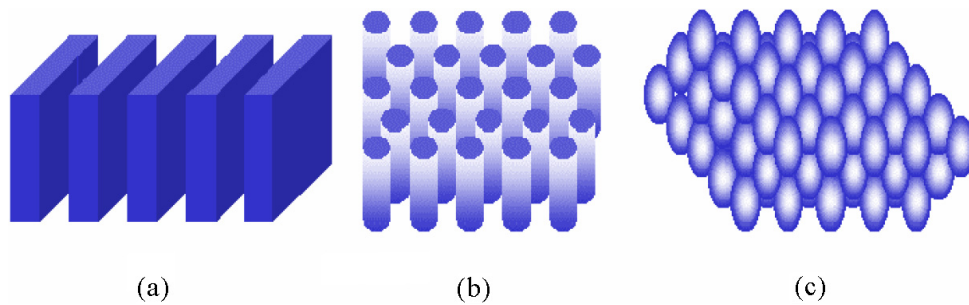


Figura 2.1 *Cristal electromagnético unidimensional (a), bidimensional (b), tridimensional (c). Figura extraída de [9].*

Así, se definen los cristales electromagnéticos como estructuras que no permiten la propagación de señal en determinadas direcciones o a determinadas frecuencias. Dichas estructuras podrán ser unidimensionales, bidimensionales o tridimensionales, y basan su funcionamiento en fenómenos de difracción e interferencia.

2.2. Medios efectivos

Dada la naturaleza del fenómeno que gobiernan los cristales electromagnéticos, se necesita que el tamaño de la celda base de las estructuras sea comparable al tamaño de la longitud de onda de la señal de trabajo. Los medios efectivos presentan, en contraste frente a éstos, un tamaño de la celda muy inferior al tamaño de la longitud de onda. Esto conlleva, que la señal que viaja por el medio, lo vea como un medio electromagnéticamente homogéneo. Gracias a este hecho, es posible definir para estos medios efectivos las magnitudes efectivas conocidas como la permitividad eléctrica efectiva ϵ_{eff} y la permeabilidad magnética efectiva μ_{eff} . Escogiendo de forma cuidadosa el valor de estas magnitudes efectivas es posible controlar factores como la velocidad de fase de la señal dentro del medio, así como de la impedancia. El valor de dichas magnitudes efectivas es “controlable” a partir del modelado de la celda base del medio metamaterial. Se pueden distinguir cuatro casos posibles como se muestra en la figura 2.2. En dicha figura, el primer cuadrante corresponde al caso en el que tanto ϵ_{eff} como μ_{eff} son

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

positivos. En este caso, la onda se propaga normalmente a través del medio. Dichos medios son los llamados dieléctricos diestros.

Los cuadrantes, dos y cuatro, se corresponden con modalidades que no permiten la propagación de ondas, por lo que aparecen ondas evanescentes a través de ellos. Dichos cuadrantes se corresponden con los que poseen una de las magnitudes efectivas menores que cero, mientras que la otra es mayor que cero.

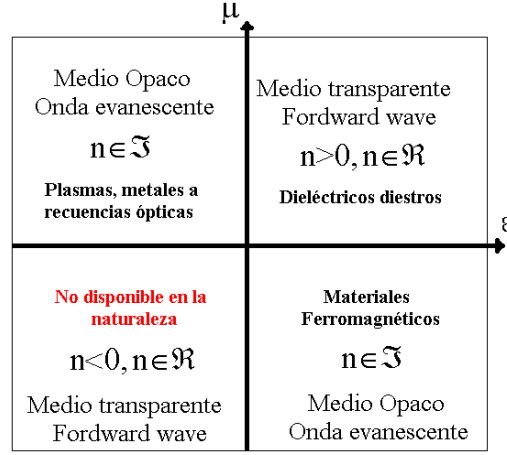


Figura 2.2 Tipos de materiales según el signo de μ y ϵ , así como la naturaleza del índice de refracción del medio.

Por último, existe un último cuadrante que admite la propagación de señales. Dicho cuadrante corresponde al caso en el que las dos magnitudes efectivas son menores que cero. Dicha combinación no está presente en ningún material en la naturaleza, y las propiedades que estos materiales presentan fueron predichas casi en su totalidad por Viktor Veselago a finales de los años 60 [10]. Los parámetros ϵ y μ son los únicos que aparecen en la relación de la frecuencia con el vector de onda, lo que implica que dichos parámetros son las magnitudes fundamentales que determinan la propagación de las ondas. Así, para el caso de una sustancia isótropa, la frecuencia en función del vector de onda queda:

$$\omega^2 = k^2 \left(\frac{c^2}{n^2} \right) = k^2 \left(\frac{c^2}{\mu \epsilon} \right) \quad (2.1)$$

Puede observarse, que un cambio de signo simultáneo en la permitividad y en la permeabilidad del medio, no produce un cambio en la ecuación 2.1. Pensando en este hecho, se podría pensar que un cambio de signo simultáneo en ambas magnitudes no afecta al comportamiento del medio. Pero en la realidad sí que existe un cambio apreciable, si analizamos

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

directamente las ecuaciones de Maxwell y las ecuaciones constitutivas. Haciendo esto, se consiguen analizar ecuaciones donde ambos valores aparecen por separado, pudiendo apreciar dichas variaciones de signo y por tanto, sus efectos en el medio donde se apliquen:

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \times \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \times \vec{H} &= -\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}\end{aligned}\tag{2.2}$$

$$\begin{aligned}\vec{B} &= \mu \vec{H} \\ \vec{D} &= \epsilon \vec{E}\end{aligned}\tag{2.3}$$

Donde \vec{E} es el vector campo eléctrico, \vec{B} la intensidad de flujo magnético, \vec{H} el vector campo magnético y \vec{D} el vector desplazamiento eléctrico. Si introducimos una señal donde todas las magnitudes anteriores fuesen proporcionales a:

$$e^{j(kz - \omega t)}$$

Las ecuaciones 2.2 y 2.3 se reducen a:

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H}\tag{2.4}$$

$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \epsilon \vec{E}\tag{2.5}$$

De las ecuaciones 2.4 y 2.5 se desprende que un cambio de signo de ambas magnitudes (μ y ϵ), provoca un cambio en la relación de los vectores \vec{E} , \vec{H} y \vec{k} de tal forma que si ambos son positivos, los tres vectores descritos forman un eje cartesiano diestro, mientras que si μ y ϵ son negativas, se forma un eje cartesiano a izquierdas. A los materiales constituidos con esta última configuración, se les llama materiales zurdos (Left Handed – LHM). Podemos ver un pequeño esquema de ambas tripletas en la figura 2.3:

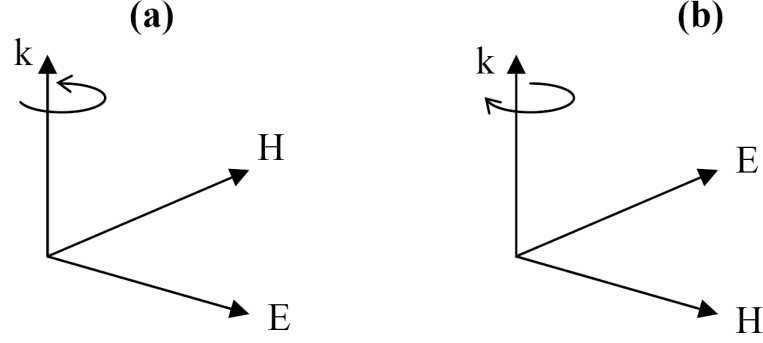


Figura 2.3 Tripleta de vectores \vec{E} , \vec{H} y \vec{k} para un medio diestro (a) y un medio zurdo (b). Figura extraída de [11].

El vector de Poynting se define:

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (2.6)$$

Donde se aprecia, que dicho vector forma siempre una triplete a derechas con ambos vectores de campo. Así, \vec{S} y \vec{k} tendrán la misma dirección si \vec{k} forma una triplete a derechas con los vectores \vec{E} y \vec{H} , es decir, si ϵ y μ tienen ambas signo positivo. En el caso de que ϵ y μ tengan ambas signo negativo, las direcciones de \vec{S} y \vec{k} serán opuestas. De este hecho se extrae una importante conclusión:

En un medio zurdo (LHM), la velocidad de fase y la velocidad de grupo tendrán direcciones opuestas. O lo que es lo mismo, signos opuestos.

Observemos ahora el índice de refracción de un medio LHM. De la ecuación 2.1 observamos la siguiente relación fundamental:

$$n^2 = \mu\epsilon \quad (2.7)$$

Así, el índice de refracción presenta una ambigüedad el signo de la raíz cuadrada al despejarlo de la ecuación 2.7. Para eliminar dicha ambigüedad, es necesario recurrir a un análisis adecuado [12] de la relación. Dicho análisis, se fundamenta en el hecho de que tanto μ como ϵ son magnitudes complejas, generalmente hablando. Así, si escribimos:

$$\epsilon = -1 \rightarrow \epsilon = e^{j\pi}$$

$$\mu = -1 \rightarrow \mu = e^{j\pi}$$

Y ahora sustituimos estos valores en la ecuación 2.7 y despejamos el índice de refracción, obtenemos el siguiente valor:

$$n = \sqrt{\mu\epsilon} = \sqrt{\mu}\sqrt{\epsilon} = e^{j\frac{\pi}{2}}e^{j\frac{\pi}{2}} = e^{j\pi} = -1$$

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

El hecho de que el índice de refracción posea signo negativo, es otra de las características más importantes de los medios LHM

La denominación LHM, de estos materiales, viene del hecho de que el vector \vec{k} forma una tripleta a izquierdas con los vectores \vec{E} y \vec{H} . Además de esta denominación, se han extendido otros nombres como *Backward* (BW), *Negative Index* (NI), *Negative Refractive Index* (NRI) e incluso *Double Negative* (DNG). Así mismo, el término *Double Positive* (DPS) se ha extendido para los materiales del primer cuadrante, es decir, para aquellos materiales que posean permitividad y permeabilidad positivas. Por el contrario, se denomina *Single Negative* (SNG) a aquellos materiales que se encuentran en el segundo y cuarto cuadrante, pues poseen tan solo una magnitud (μ ó ϵ) negativa.

Un aspecto interesante que presentan estos materiales, es la posibilidad de conseguir una inversión de la ley de Snell en la interfaz entre un medio diestro convencional y otro LHM. Dicho efecto, se puede observar en la figura 2.4, en la cual se observa como la onda refractada en la interfase de los dos medios, lo hace en sentido contrario a como lo haría en un medio diestro corriente. La utilidad de este hecho, reside en la posibilidad de implementar lentes planas.

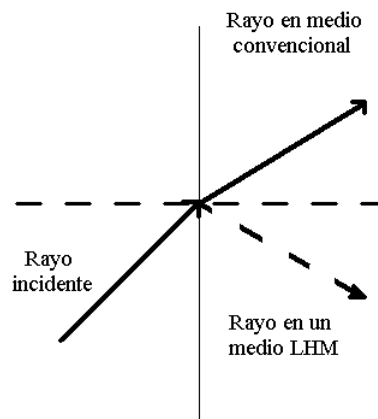


Figura 2.4 Esquema de la refracción de una onda en un medio LHM. Este efecto conforma la inversión de la ley de Snell para este tipo de medios.

Los medios LHM presentan a su vez otras características interesantes, como es el hecho de la focalización por debajo del límite de la difracción. En [13] se recoge una explicación detallada de dicha teoría, según la cual este fenómeno vendría producido por la amplificación de modos evanescentes, y permitiría que una lente focalizara de manera perfecta una fuente puntual con una resolución menor que la de la longitud de onda, siempre y cuando tanto la permitividad como la permeabilidad del medio fuesen idénticamente -1.

Aun así, esta ventaja teórica ha estado inmersa en una controversia y no parece estar claro que sea factible el desarrollo de un material con estas características. En [14] se argumenta que la amplificación de los modos evanescentes provocaría el crecimiento del campo lejano en

algunas direcciones, lo que contradice el principio de conservación de la energía. También, se pone de manifiesto como las supuestas ventajas de este tipo de lentes desaparecen en el momento en el que se deja de suponer ideal el material y se introducen pérdidas.

2.3. Síntesis de medios metamateriales

Una posible solución para la síntesis de medios LHM es la de utilizar la superposición de materiales que posean algún parámetro negativo en un rango de frecuencias determinado con otro material que posea el otro parámetro negativo en dicho rango de frecuencias. De esta forma, se podrían conseguir las características de medio LHM. Para ello, veremos algunas topologías, con las que se tiene una cierta capacidad de controlar sus parámetros efectivos, de tal forma que resultaría factible conseguir que en un cierto rango de frecuencias mostrasen su permitividad ó su permeabilidad negativas.

2.3.1. Split-ring resonator

Su descubridor fue John Pendry, y presentó dicha partícula en 1999 en [15], donde se consigue el primer estudio teórico de las propiedades de esta partícula. Consigue efectuar el cálculo de ambos parámetros efectivos (tanto ϵ_{eff} como μ_{eff}). La importancia del Split-ring resonator (SRR) resulta evidente si se piensa que fue la primera estructura con la que se pudieron obtener valores negativos de la permeabilidad magnética efectiva, suponiendo así un punto de partida excelente para el estudio de los metamateriales.

En la figura 2.5, podemos apreciar un esquema de la estructura, con sus dimensiones más importantes, acompañado de su esquema circuital equivalente, el cual analizaremos seguidamente. Como se puede apreciar, se trata de dos anillos concéntricos no cerrados, cuyas aperturas se sitúan en los lados opuestos de la estructura.

Si a dicha estructura se le aplica un campo magnético variable en la dirección normal al plano de los anillos, las corrientes que se generan en cada uno de los anillos solo se pueden considerar si se tienen en cuenta las corrientes de desplazamiento, que se originan gracias a los considerables valores capacitivos que tienen lugar dada la proximidad de los anillos. Esto es posible dado que los anillos poseen las citadas aberturas. A su vez, los conductores producen un efecto inductivo. La combinación adecuada de estos dos efectos, capacitivo e inductivo, confieren a esta estructura una característica resonante. Los SRR presentan también efectos de polarización cruzada [16], lo cual significa que también podrían ser excitados por un campo eléctrico debidamente polarizado.

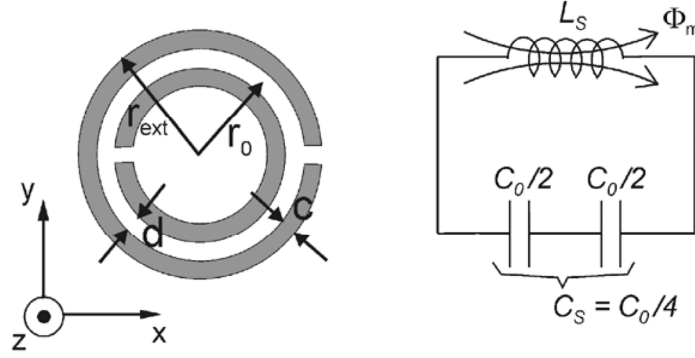


Figura 2.5. Esquema del Split-Ring Resonator y su versión complementaria. Figura extraída de [17].

En [17] podemos obtener un análisis detallado y teórico del cálculo de la frecuencia de resonancia de un SRR. Dicha frecuencia de resonancia resulta ser la de un resonador LC. Así:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (2.8)$$

De [17] también extraemos, que, siendo C_0 es la capacidad total de entre los anillos, dicha capacidad se puede expresar como:

$$C_0 = 2\pi r_0 C_{pull} \quad (2.9)$$

Siendo C_{pull} la capacidad entre anillos por unidad de longitud. Si atendemos al esquema circuital presentado en la figura 2.5, nos damos cuenta de que, con los datos extraídos, y viendo que C_s es la capacidad serie de las dos mitades, superior e inferior del SRR, nos queda:

$$C_s = \frac{C_0}{4} \quad (2.10)$$

En cuanto a la inductancia L_s , puede ser aproximada por la de un anillo simple con radio medio r_0 y grosor c . También, en un análisis más exhaustivo, podríamos calcular dicha inductancia como se explica en [18], donde se nos proponen métodos teóricos más precisos para efectuar dicho cálculo. En el resultado final, el cálculo de dicha inductancia precisa de métodos numéricos, al conllevar la integración de funciones de Bessel y de Struve.

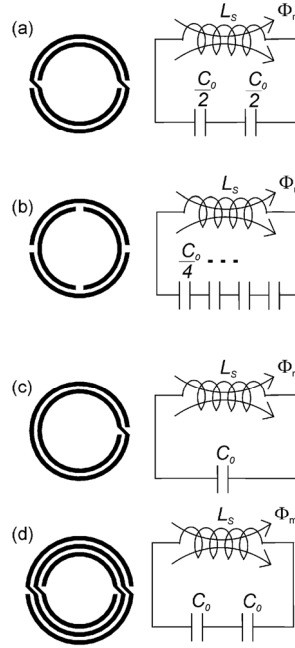


Figura 2.6. Estructuras derivadas del SRR. (a) NB SRR, (b) D SRR, (c) SR y (d) DSR. Figura extraída de [17].

En [17], también podemos encontrar el análisis de estructuras muy similares a los SRR y que fueron ideadas para solucionar algunos inconvenientes de éstos. En la figura 2.6 se pueden ver algunos de ellos junto con su esquema circuital, así como el esquema de su complementario. El denominado *nonbianisotropic Split-ring resonator* (NB SRR), se construye a partir de una ligera modificación del SRR base, y presenta una simetría de 180 grados en el plano del elemento. Debido a dicha simetría, los efectos de polarización cruzada resultan eliminados. Aun así, el equivalente circuital de dicha estructura permanece inalterado en comparación con el del SRR base. El denominado *Double-Slit Split-ring resonator* (D SRR) presenta también la misma simetría que el anterior, eliminando por tanto, la polarización cruzada. En este caso, el equivalente circuital del D SRR sí que difiere del de un SRR normal, siendo la frecuencia de resonancia dos veces la frecuencia de un SRR normal para un tamaño idéntico. Por último, el denominado *Spiral Resonator* (SR), así como el *double Spiral Resonator* (DSR) permiten una reducción de la frecuencia de resonancia respecto al SRR normal.

En [15], se realiza un análisis de una estructura formada por un array de SRR, la cual se comporta como un medio metamaterial MNG. Dicho comportamiento se deduce del hecho de que si iluminamos dicha estructura con un campo magnético polarizado paralelamente al eje del anillo, habrá una banda de frecuencias que será atenuada fuertemente, hasta el punto de poder considerarse eliminada. Esto se interpreta como que dicha banda de frecuencias eliminada, se corresponde con una banda en la que la permeabilidad del medio es negativa. En dicho artículo, se presenta una relación matemática, que relaciona la permeabilidad magnética efectiva de

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

dicho medio con la frecuencia de operación y con la frecuencia de resonancia de los anillos. Así, de [15], obtenemos la siguiente relación:

$$\mu_{\text{eff}}(\omega) = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \quad (2.11)$$

Donde F es un parámetro que depende de la geometría del medio. Como puede intuirse de 2.11, la permeabilidad magnética efectiva será positiva a frecuencias inferiores a la de resonancia de los SRR. A partir de esta frecuencia, la permeabilidad efectiva será negativa hasta llegar a ω_{mp} (Frecuencia del plasma magnético), a partir de la cual, volverá a tener signo positivo. En la figura 2.7, se muestra un pequeño esquema de dicha función.

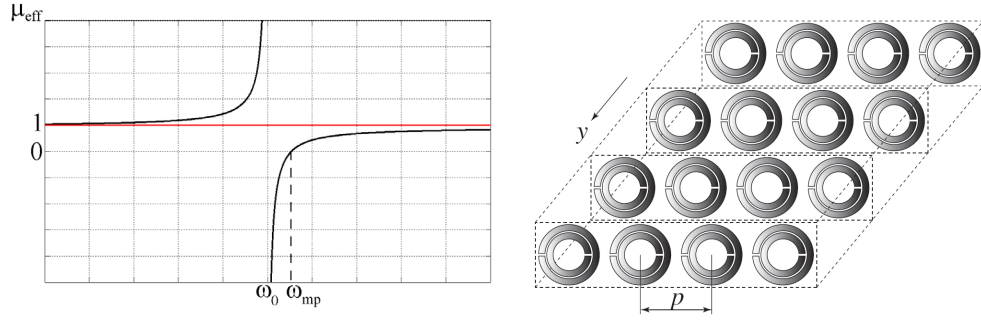


Figura 2.7. Representación de la función de permeabilidad magnética efectiva en un array de SRR y esquema de dicho array de SRR [19].

2.3.2. Metal Thin Wire

Pensemos en una estructura análoga a la descrita anteriormente, pero esta vez formada por un array de hilos delgados y largos. Dicha estructura se presenta en la figura 2.8, y su relevancia dentro del ámbito de los metamateriales es también muy elevada. Dicha estructura es capaz de presentar una permitividad eléctrica efectiva negativa en un rango determinado de frecuencias.

Dicha estructura se sitúa por tanto en el segundo cuadrante (posee $\epsilon_{\text{eff}} < 0$, $\mu_{\text{eff}} > 0$). Si el campo eléctrico excitado es paralelo al eje de los hilos ($E \parallel z$), tal que se induce una corriente a lo largo de ellos y se generan momentos eléctricos dipolares equivalentes, este metamaterial, muestra una permitividad que es función de la frecuencia del plasma eléctrico ω_{pe} de la forma:

$$\epsilon_r(\omega) = 1 - \frac{\omega_{\text{pe}}^2}{\omega^2 + j\omega\xi} = 1 - \frac{\omega_{\text{pe}}^2}{\omega^2 + \xi^2} + j \frac{\xi\omega_{\text{pe}}^2}{\omega(\omega^2 + \xi^2)} \quad (2.12)$$

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

$$\omega_{pe} = \sqrt{\frac{2\pi c^2}{p^2 \ln(p/a)}} \quad (2.13)$$

Donde c es la velocidad de la luz, a es el radio de los hilos y p es la distancia entre los distintos hilos que conforman la estructura. ω_{pe} es sintonizable en un rango de GHz sin más que escoger cuidadosamente dos parámetros estructurales. ξ es un factor de pérdidas debido a las pérdidas del metal, cuya relación viene dada por:

$$\xi = \epsilon_0 \left(\frac{p\omega_{pe}}{a} \right)^2 \left(\frac{1}{\pi\sigma} \right) \quad (2.14)$$

Siendo σ la conductividad del metal. De dichas fórmulas, podemos extraer las siguientes conclusiones:

$$\omega^2 < \omega_{pe}^2 - \xi^2 \rightarrow \text{Re}\{\epsilon_r\} < 0$$

Si ξ tiende a 0, entonces se puede aproximar:

$$\omega < \omega_{pe} \rightarrow \epsilon_r < 0$$

Por otra parte, la permeabilidad es simplemente la permeabilidad del vacío: $\mu = \mu_0$ dado que no existe ningún material magnético presente y no hay momentos dipolares magnéticos generados. Se debiera notar, que los hilos se asumen de longitud mucho mayor que la longitud de onda (en teoría, infinitos), lo cual quiere decir que los hilos son excitados a frecuencias situadas por debajo de su primera resonancia.

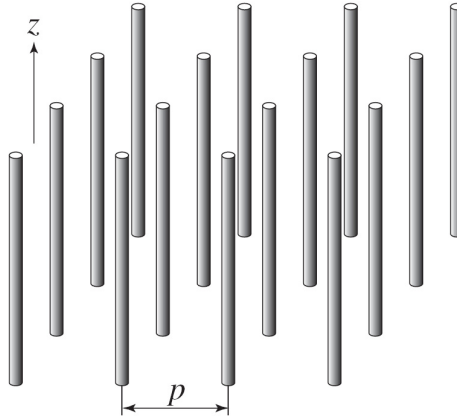


Figura 2.8. Esquema de una estructura formada por hilos finos. Figura extraída de [19].

El comportamiento en frecuencia de ϵ_{eff} de dicha estructura es tal, que a frecuencias inferiores a ω_{pe} tiene signo negativo, mientras que a frecuencias superiores a la frecuencia de plasma eléctrico, es positiva.

2.4. Medios LHM

El siguiente paso según lo visto hasta ahora, sería lograr un medio material que aunara las características de los dos materiales anteriores, para conseguir que, en un cierto rango de frecuencias, mostrara μ_{eff} y ϵ_{eff} negativas. Para esto, se pensó en una estructura que contuviera los dos tipos de metamaterial anterior. Dicha estructura fue presentada en [20]. Para que dicha estructura funcionase correctamente, debía satisfacer las condiciones de polarización de los campos magnético y eléctrico descritas anteriormente. Es decir, debía poseer un campo magnético normal al plano de los SRR, así como un campo eléctrico paralelo al eje de los hilos. Por consiguiente, la estructura debía quedar como se muestra en la figura 2.9 con el eje de los SRR perpendicular al eje de los hilos.

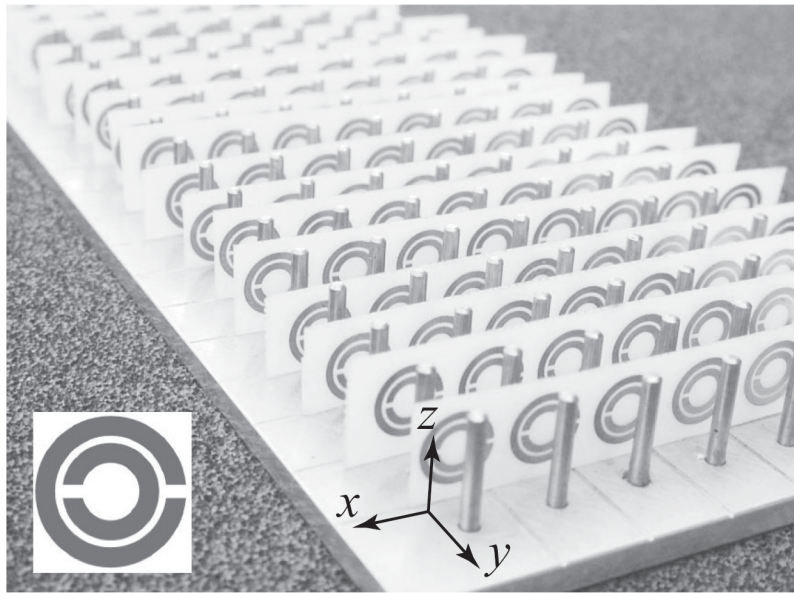


Figura 2.9. Representación de la estructura LHM compuesta por una combinación de SRR e hilos finos. Figura extraída de [20].

En [20] se estudia el funcionamiento de dicha estructura. El efecto de los hilos en conjunción con el efecto de los SRR da lugar a una banda de paso en el mismo rango de frecuencias, en el que se producía la banda prohibida de la estructura de SRR. Dicho resultado coincide con lo esperado, puesto que demuestra que un material situado en el cuadrante

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

correspondiente a μ_{eff} y ϵ_{eff} negativas, se permite la propagación de ondas, como se había propuesto teóricamente.

El resultado práctico de dicha estructura, resulta ser de moderada utilidad práctica dado que la banda de paso resulta ser foco de excesivas pérdidas. Esto, unido a las dimensiones de la estructura, limita de forma importante la utilidad de la misma. En cualquier caso, demuestra que la propagación es posible en un medio con permitividad y permeabilidad negativas.

2.5. Medios LHM en tecnología plana

La estructura anteriormente expuesta tenía el inconveniente de ser tridimensional. En la actualidad, gran parte de las aplicaciones de radiofrecuencia están siendo desarrolladas en estructuras planas. Debido a esto, se ha investigado mucho con el objeto de llevar el concepto de metamateriales a dichas estructuras planas. Como se indica en [11], el primer prototipo de metamaterial diseñado en tecnología plana fue desarrollada por Eleftheriades [21]. En dicho artículo, se explican los fundamentos de dicho desarrollo. De nuevo, en [11] se resumen dichos conceptos. Si se observa la figura 2.10(a), vemos que representa el esquema circuital de una línea de transmisión convencional. Se tiene que L_R representa la inductancia serie de la línea por unidad de longitud, y C_R la capacidad en paralelo por unidad de longitud de dicha línea. Así, dicha línea de transmisión poseería la siguiente constante de propagación en impedancia característica:

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (2.15)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.16)$$

Comparándolos con los valores de dichos parámetros obtenidos para un medio homogéneo e isótropo:

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad (2.17)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (2.18)$$

Podemos deducir que podría resultar equivalente la propagación de una onda por un medio homogéneo e isótropo y la propagación de una onda por una línea de transmisión. Así, la equivalencia se logra si la siguiente condición se satisface:

$$L = \mu \quad (2.19)$$

$$C = \epsilon \quad (2.20)$$

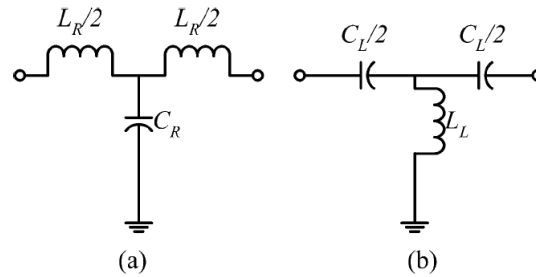


Figura 2.10. Equivalente eléctrico de una línea de transmisión diestra (a) y zurda (b). Figura extraída de [19].

Una línea de transmisión LHM, podrá conseguirse siempre y cuando, los valores de capacidad e inductancia anteriormente descritos sean negativos. Es debido a esto, por lo que en la figura 2.10(b) las inductancias serie han pasado a ser capacidades serie, y la capacidad en paralelo ha pasado a ser una inductancia en paralelo.

En la práctica, la implementación de líneas LH mediante la adición de los elementos o partículas correspondientes, conlleva la aparición de efectos parásitos de las líneas diestras, los cuales son inherentes por construcción con los patrones actuales. Según esto, cuando se desea conseguir una línea de transmisión LH, lo que realmente se obtiene es la superposición de la línea LH diseñada, y dichos efectos parásitos, dando lugar a lo que se conoce como líneas CRLH (*Composite Right-Left Handed*).

Son muy destacables en este campo los trabajos de Eleftheriades, Oliner, Caloz e Itoh, como los trabajos en el desarrollo de las miniaturizadas y líneas con desfase nulo. Dichos trabajos serán estudiados más a fondo en este capítulo.

2.5.1. Medios CRLH

Cabe mencionar inicialmente, el extenso trabajo llevado a cabo en este campo tanto por C. Caloz como por T. Itoh. Un gran desarrollo tanto teórico como experimental, el cual será analizado en parte posteriormente en este capítulo, cuando sean analizadas las aplicaciones desarrolladas. Un compendio de dichos estudios se encuentra en el libro [11]. Como se ha mencionado, las líneas CRLH se caracterizan por mostrar los efectos de las líneas zurdas y las líneas diestras en un mismo dispositivo. Dichos efectos aparecen en la práctica a diferentes bandas de frecuencia. En general, presentan comportamiento zurdo a bajas frecuencias y comportamiento diestro a altas frecuencias. Debido a este efecto, se han podido desarrollar dispositivos con cuantiosas ventajas frente a sus contrapartidas clásicas.

Una línea de transmisión CRLH tendrá por lo tanto el esquema circuital de la figura 2.11. Se puede apreciar como la aparición del comportamiento diestro tiene como resultado la concatenación de los dos esquemas circuitales vistos anteriormente (líneas diestras, y líneas zurdas).

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

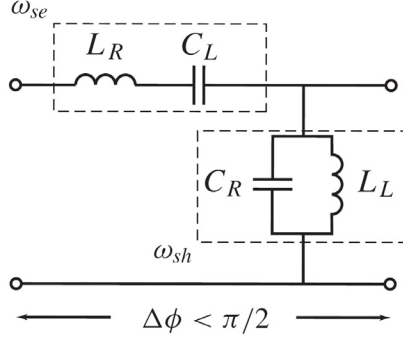


Figura 2.11. Esquema de una línea de transmisión CRLH. Figura extraída de [19].

Las líneas de transmisión que se forman a partir de una impedancia serie (Z_s) seguida de una admitancia en paralelo (Y_p), permiten definir la impedancia característica Z_0 , así como su constante de propagación (en general compleja) γ_0 según las siguientes expresiones:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z_s}{Y_p}} \quad (2.21)$$

$$\gamma_0 = \sqrt{Z_s Y_p} \quad (2.22)$$

Dado que se definieron anteriormente los valores de impedancia y admitancia para una línea CRLH, podemos definir ahora su impedancia característica así como su constante de propagación:

$$Z_s = j \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) \quad (2.23)$$

$$Y_p = j \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right) \quad (2.24)$$

$$\gamma_0 = \pm j \sqrt{\left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right)} \quad (2.25)$$

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}}{\omega L_L - \frac{1}{\omega C_R}}} \quad (2.26)$$

A continuación, se analizará el comportamiento de la constante de propagación calculada en función de la frecuencia. Para ello, se calcularán las frecuencias a las cuales se anula dicha constante.

$$A = \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) = 0 \rightarrow \omega_{SE} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad (2.27)$$

$$A = \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right) = 0 \rightarrow \omega_{SH} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (2.28)$$

Dado que existen dos ceros en la función, se observan tres zonas en la misma. Para calcular la impedancia característica y la constante de propagación en cada una de las zonas, partiremos de las expresiones correspondientes a una impedancia serie y una admitancia en paralelo. Así:

$$Z_s = jA = Z_0 \gamma_0 \quad (2.29)$$

$$Y_p = jB = \frac{\gamma_0}{Z_0} \quad (2.30)$$

Ahora, analizamos para cada región:

- Caso 1. $\omega < \omega_{SE}, \omega < \omega_{SH}$:

$$-j|A| = Z_0 \cdot \gamma_0$$

$$-j|B| = \frac{\gamma_0}{Z_0}$$

$$Z_0^2 = \frac{|A|}{|B|}$$

$$Z_0 = \pm \sqrt{\frac{|A|}{|B|}} \rightarrow + \sqrt{\frac{|A|}{|B|}}$$

$$\gamma_0 = -j\sqrt{|A||B|}$$

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

- Caso 2. $\omega > \omega_{SE}, \omega > \omega_{SH}$:

$$j|A| = Z_0 \cdot \gamma_0$$

$$j|B| = \frac{\gamma_0}{Z_0}$$

$$Z_0^2 = \frac{|A|}{|B|}$$

$$Z_0 = \pm \sqrt{\frac{|A|}{|B|}} \rightarrow + \sqrt{\frac{|A|}{|B|}}$$

$$\gamma_0 = j\sqrt{|A||B|}$$

- Caso 3. $\omega > \omega_{SE}, \omega < \omega_{SH}$:

$$j|A| = Z_0 \cdot \gamma_0$$

$$-j|B| = \frac{\gamma_0}{Z_0}$$

$$Z_0 = \pm j\sqrt{\frac{|A|}{|B|}}$$

$$\gamma_0 = \pm \sqrt{|A||B|}$$

Para este tercer caso, los resultados son análogos si se considera el caso $\omega < \omega_{SE}, \omega > \omega_{SH}$.

Así pues, se observa que en el caso 3, la constante de propagación es real, con lo que en dicha zona no existe propagación de onda. En las caso 1 y 2 la constante es negativa, con lo cual sí se permite la propagación de ondas. La existencia de una banda de corte (caso 3), es un rasgo característico de las líneas CRLH. En la gráfica 2.12 se puede observar el diagrama de Brillouin de una línea CRLH, observando claramente los tres casos (zonas en la gráfica) estudiados anteriormente. Sabiendo que la velocidad de fase (V_f) y la velocidad de grupo (V_g) responden a las siguientes relaciones:

$$V_f = \frac{\omega}{\beta}$$

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

$$V_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta}$$

Vemos que en la zona de frecuencias inferiores ($\beta_p < 0$), se produce un antiparalelismo entre ambos parámetros, lo que es característico de las líneas LH. Por el contrario en la zona de frecuencias superiores ($\beta_p > 0$), ambas velocidades tienen el mismo signo, lo que se corresponde con la líneas RH. La tercera zona ($\beta_p = 0$), presenta una constante de fase (β) real, por lo que en dicha zona no existe propagación.

A continuación, se presentarán unas condiciones bajo las cuales, el caso 3 no tiene lugar.

2.5.1.1. Líneas CRLH balanceadas

Como se introdujo anteriormente, existe una situación en la cual el caso 3 descrito anteriormente, no tiene lugar. Esto implica necesariamente que las frecuencias ω_{se} y ω_{sh} sean idénticas. En tal caso, el diagrama circuital de una línea puede dividirse en una parte que contiene los elementos característicos de una línea zurda, y otra con los elementos de una línea diestra. En la figura 2.12, se puede observar también dicho caso en línea punteada. En este caso, se tiene que:

$$\omega_{SE} = \omega_{SH} = \omega_0$$

En este caso, tanto la impedancia característica como la constante de propagación de la línea toman las siguientes expresiones.

$$\beta_0 = \beta_R + \beta_L = \omega \sqrt{L_R' C_R'} - \frac{1}{\omega \sqrt{L_L' C_L'}} \quad (2.31)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_L'}{C_L'}} = \sqrt{\frac{L_R'}{C_R'}} \quad (2.32)$$

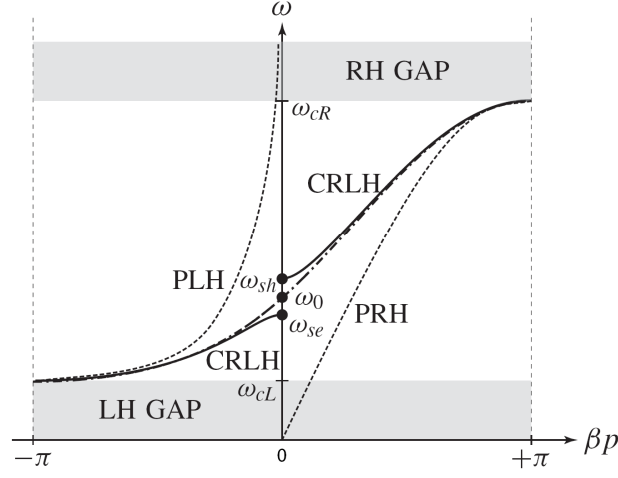


Figura 2.12. Diagrama de Brillouin de una Línea CRLH. Figura extraída de [19].

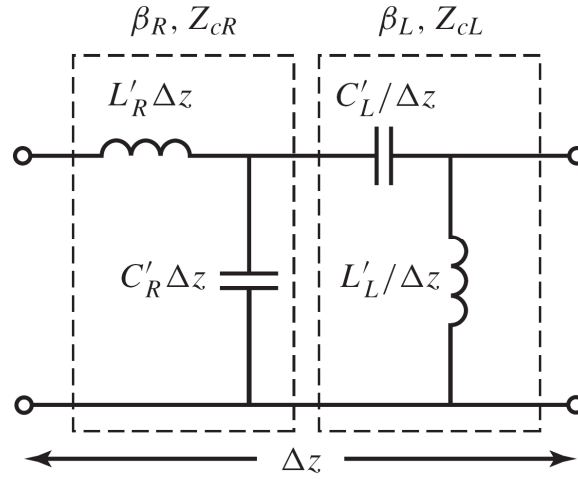


Figura 2.13 Diagrama circuital de una línea CRLH balanceada. Figura extraída de [19].

Así mismo, la frecuencia ω_0 se conoce como frecuencia de transición, ya que marca la frecuencia en la cual la línea pasa de comportarse como una línea curda. Dicha frecuencia se puede escribir de la siguiente forma:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt[4]{L'_R \cdot C'_R \cdot L'_L \cdot C'_L}} \quad (2.33)$$

2.5.2. Líneas metamateriales de transmisión basadas en SRR

Hasta ahora, se han estudiado medios metamateriales tridimensionales basados en SRR y líneas de transmisión zurdas, las cuales presentaban también un comportamiento diestro en otro rango diferente de frecuencias. Dichos medios son conocidos como medios CRLH. En la siguiente sección se presentará otro tipo de líneas de transmisión planas cargadas con estructuras SRR con el objetivo de conseguir una serie de características que podrán ser explotadas en múltiples ámbitos.

El primer ejemplo aparecido de este tipo de tecnología se recoge en [22]. En este artículo se propone una estructura formada por una guía coplanar (CPW) con un conductor central, rodeado de dos planos de masa a los lados separados de él por dos slots. Se situaron los SRR en la cara inversa del sustrato de forma simétrica. Además, uniendo el strip central con los planos de masa, se situaron una serie de MTW, de tal forma que su posición coincidía con el centro de los SRR. Con respecto al modelo de la figura 2.9, se consigue un medio LHM en tecnología plana, siendo así más simple su fabricación. Así, se obtuvo un medio correspondiente al tercer cuadrante. Además, dicha estructura proporciona una excitación apropiada para los anillos, dado que se sitúan en el plano normal al del campo magnético existente en la zona de los SRR.

Los hilos estrechos mencionados anteriormente son en la práctica conexiones inductivas que se establecen entre el strip central y el plano de masa. El esquema de dicha estructura se presenta en la figura 2.14, así como su modelo circuital. En la figura 2.15, se observa la respuesta en frecuencia de los parámetros de pérdidas de inserción y de transmisión. Como se puede apreciar en dicha figura, dichas pérdidas por inserción en la banda de paso resultan ser bajas. También cabe destacar el elevado nivel de transmisión conseguido con dicha estructura.

Concentrándonos ahora en las estructuras SRR, se ha demostrado que mediante su uso, se puede conseguir una banda de frecuencias en la cual, la permeabilidad magnética efectiva toma valores negativos. Por otra parte, son, también, conocidas estructuras que proporcionan una permitividad eléctrica efectiva negativa por debajo de la frecuencia del plasma eléctrico (*Metal thin wire*). Existe, además, otra estructura capaz de ofrecer dicha permitividad efectiva negativa en un margen de frecuencias. Dicha estructura es conocida como *Complementary Split-Ring Resonator* (CSRR). Se basa en que en lugar de imprimir los anillos en metal sobre el sustrato, se elimina del metalizado la figura de un SRR. Se puede ver el esquema de dicha estructura en la figura 2.16, además de su esquema circuital. Si se pudiera considerar infinita la conductividad del metal y además que éste fuese infinitamente delgado, la frecuencia de resonancia del CSRR sería idéntica a la del SRR normal. Un CSRR se ha de excitar mediante un campo eléctrico en la dirección normal al plano del CSRR. Como resultado, se obtiene una ϵ_{eff} negativa en una banda determinada de frecuencias. Así pues, resulta útil para el desarrollo de estructuras que precisen de dicha característica, y su uso sea preferible al de los MTW utilizados en [22], como por ejemplo, en tecnología microstrip.

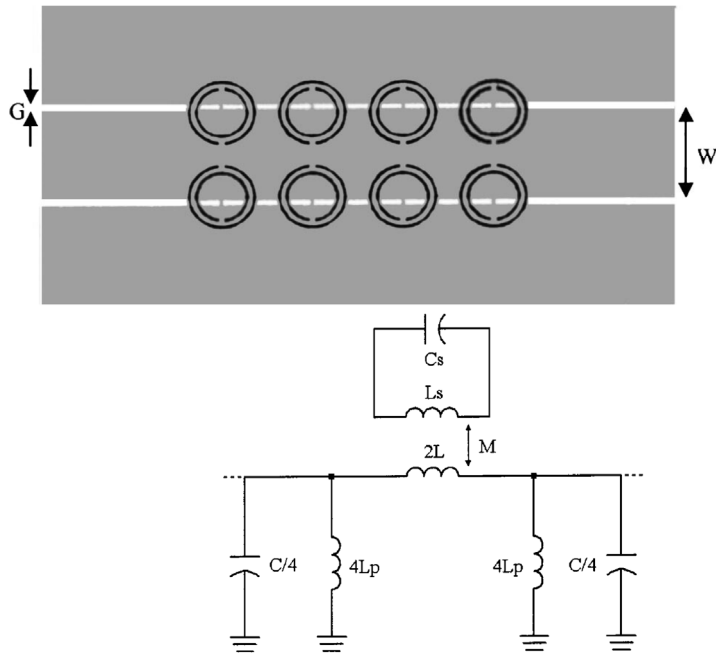


Figura 2.14. Esquema del circuito impreso con SRR y esquema circuital del mismo. Figura extraída de [22].

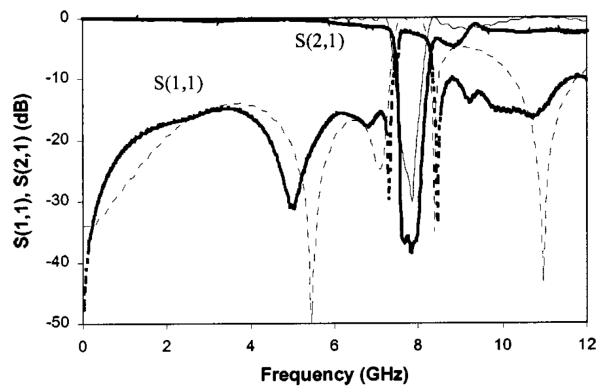


Figura 2.15. Parámetros de pérdidas de inserción y transmisión del circuito. Figura extraída de [22].

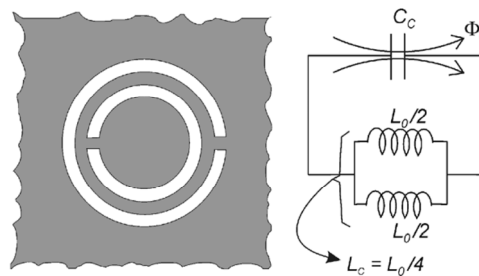


Figura 2.16. Esquema de la estructura CSRR, así como de su equivalente circuital. Figura extraída de [17].

2.6. Aplicaciones de las estructuras metamateriales.

2.6.1. Dispositivos pasivos de microondas

A continuación, se presentan algunos ejemplos de dispositivos pasivos diseñados con estructuras metamateriales.

Branch line de doble banda

Convencionalmente, los acopladores Branch-line son diseñados para trabajar a una única frecuencia. Técnicamente, dichos dispositivos podrían trabajar también en sus armónicos impares (típicamente en $3f_1$). Dicha limitación viene del hecho de que el parámetro a elegir en dichos dispositivos es la frecuencia en la que se tiene una fase de 90° . Entonces, dada la característica lineal de la fase en una línea de transmisión estándar, queda automáticamente fijada la frecuencia para la fase de 270° , que es aquella en la cual el Branch-line establece su funcionamiento. En la práctica, los dispositivos de comunicaciones no son diseñados para trabajar en frecuencias armónicas. Si en lugar de líneas de transmisión estándar, se disponen líneas de transmisión CRLH, como se propone en [1], la respuesta en fase de la línea cambia, de tal forma que resulta posible escoger la frecuencia en la cual se produce un desfase de 270° . En la figura 2.17, se muestra el comportamiento en fase de una línea normal (Φ_R), y de una línea CRLH (Φ_C).

Acoplador directivo backward – wave asimétrico

Los acopladores directivos no basados en efectos resonantes, como el Branch-line estudiado anteriormente, ofrecen unos buenos niveles de acoplo, pero el ancho de banda suele ser bastante reducido, del orden del 10%. Otros esquemas de acopladores realizados en tecnología microstrip tienen un gran ancho de banda, superiores al 25%, pero con unos niveles de acoplo peores, en torno a los 10dB. En cambio, el acoplador de J. Lange ofrece unos buenos valores de acoplo, así como de ancho de banda. El problema de dicho acoplador es que necesita de unas líneas externas situadas entre las partes impresas del dispositivo, con los consiguientes efectos parásitos en altas frecuencias. Mediante el uso de líneas de transmisión cargadas con metamateriales, es posible desarrollar un acoplador capaz de ofrecer un acoplamiento arbitrario (idealmente hasta 0dB), además de un ancho de banda bastante amplio (superior al 30%), aun mientras continúa siendo plano y sin requerir ninguna clase de líneas adicionales. Un ejemplo de este tipo de acopladores es el que se presenta en [23], el cual se basa en la combinación de una microstrip convencional y una línea CRLH. Este acoplador de fase puede ser comprendido intuitivamente si se piensa de la siguiente forma. La señal se inyecta en el puerto 1. La potencia se propaga hacia el puerto 2, mientras que la fase se propaga en sentido inverso hacia el puerto 1 dado que las líneas CRLH están operando en el rango LH, lo que conlleva anti-paralelismo entre velocidad de fase y velocidad de grupo como se estudió con anterioridad. Entonces, dado que el acoplamiento en la línea convencional (3 – 4) provoca la aparición de ondas evanescentes en el puerto 4, la potencia y la fase se están propagando en la misma dirección hacia el puerto 3. Así,

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

el funcionamiento como acoplador regresivo ha sido conseguido. En la figura 2.18, podemos ver una imagen del prototipo construido, y en la figura 2.19 los resultados medidos de dicho dispositivo.

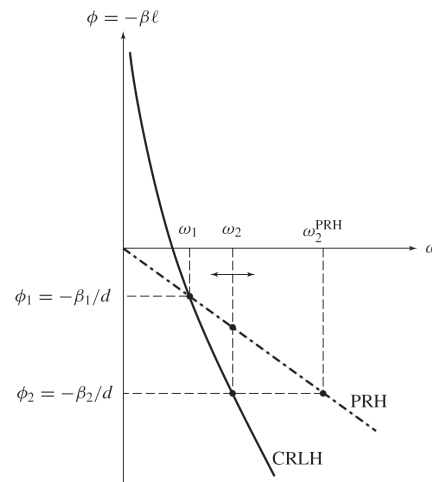


Figura 2.17. Esquema de evolución de la fase frente a la frecuencia para una línea estándar y para una línea CRLH. Figura extraída de [19].

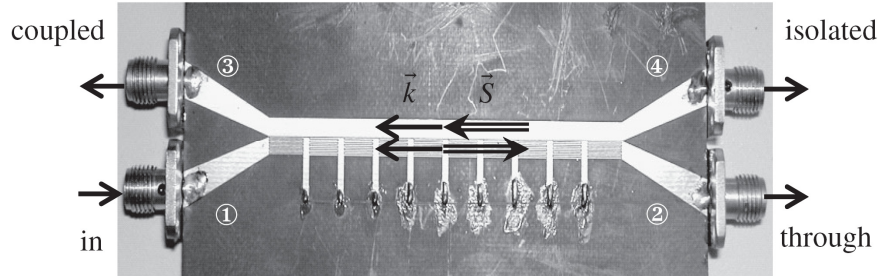


Figura 2.18. Imagen del acoplador *backward* asimétrico construido. Variando el número de celdas puede conseguirse cualquier valor de acoplo.

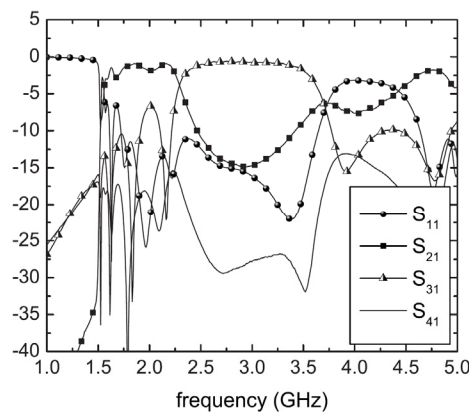


Figura 2.19. Resultados obtenidos para el acoplador *backward*.

2.6.2. Aplicaciones activas

En los últimos tiempos, se han empezado a desarrollar dispositivos activos con metamateriales, los cuales, una vez más, les confieren una serie de características adicionales y ventajosas frente a los convencionales. En esta sección presentamos alguno de dichos dispositivos.

Antena Leaky-Wave CRLH activa

Se ha visto como el hecho de añadir una estructura metamaterial a una antena leaky-wave podía hacerla funcionar en su modo fundamental. Aun así, las antenas leaky wave presentan una limitación en cuanto a su ganancia se refiere. Una antena LW se trata de alimentar una línea de transmisión en la cual el campo decae de forma exponencial con la distancia. La directividad de dicha antena queda así limitada, dado que ésta depende de la apertura efectiva. Las antenas de este tipo suelen acabarse con una línea adaptada a una distancia tal que se haya radiado el 90% de la energía, dado que a partir de este punto, no se apreciarán incrementos en la apertura efectiva. Por lo que la directividad vendrá limitada por las constantes que acompañen al decaimiento de la señal en la línea de transmisión. La idea de utilizar elementos activos en esta antena, es la de conseguir incrementar la potencia para así poder incrementar la apertura efectiva de dicha antena, incrementando así la directividad de la misma, en principio, tanto como se desee. Una antena con dichas aplicaciones fue presentada en [24]. Un esquema de dicha construcción se puede ver en la figura 2.20. Además, se puede conseguir una ventaja adicional utilizando elementos activos en una antena *leaky-wave* (LW). Resulta posible diseñar la distribución de campo a lo largo de la antena. Si se aproxima la antena a un array de antenas, es posible elegir distribuciones de campo, pudiendo escoger la que mejor interese en cada situación. Así, una distribución uniforme maximiza la directividad y una distribución binomial maximiza la relación lóbulo principal a secundario. Dicho sistema tiene una limitación dado que para conseguir conformar perfectamente una distribución determinada, se necesitaría un número ilimitado de etapas amplificadoras, lo que no es posible conseguir en la práctica. Por lo tanto, habrá que llegar a un compromiso entre número de amplificadores y precisión de la distribución.

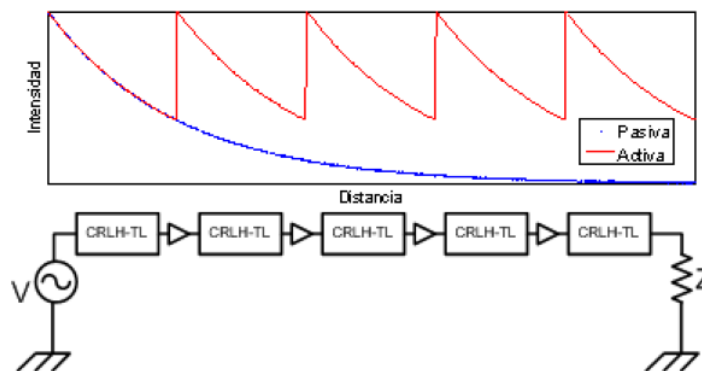


Figura 2.20. Esquema de funcionamiento de una antena LW con elementos activos. Figura extraída de [24].

Amplificador de clase F de alta eficiencia

Conseguir una alta eficiencia en el consumo de potencia, resulta de especial importancia en radiofrecuencia, ya que conseguir un buen rendimiento aumentará tanto la autonomía de dispositivos móviles, como la vida útil de los componentes de los mismos. La etapa que mayor consumo presenta es la del amplificador de potencia y, por ende, es en ésta etapa donde mayores esfuerzos se están haciendo por mejorar la eficiencia. Los amplificadores de clase F son una variación de los de clase AB, en los cuales se eliminan, posteriormente, los armónicos no deseados mediante stubs. Dicha red no deberá afectar a la adaptación del circuito, por lo que deberá reunir una serie de características.

Hasta ahora, para conseguir eliminar estos espúreos, se situaba una línea de 90° a la frecuencia de trabajo, seguida de una serie de stubs situados en paralelo. Se debía de situar un stub para cada armónico que se quisiese eliminar, con una condición de terminación diferente si dicho armónico era par (condición de cortocircuito), o impar (condición de circuito abierto). Dicho esquema presenta el inconveniente del aumento de complejidad a medida que se quiere eliminar un mayor número de armónicos (aumentando por tanto la eficiencia del dispositivo). Es en ésta red de stubs donde se introducen los metamateriales [25]. Así, introduciendo una sola línea CRLH especialmente diseñada, se consigue eliminar hasta el tercer armónico. Si se introducen dos líneas CRLH se puede eliminar hasta el cuarto armónico, reduciendo así la complejidad del dispositivo. En la figura 2.21 se muestra un esquema con ambos esquemas de funcionamiento, el convencional y el que hace uso de líneas CRLH.

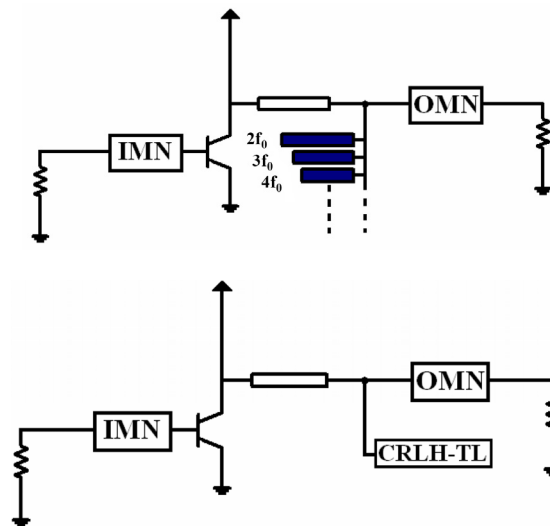


Figura 2.21. Diagrama esquemático del montaje de un amplificador clase F convencional y otro cargado con metamateriales. Figura extraída de [25].

2.6.3. Aplicaciones de onda radiada

Antenas Leaky-wave:

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Estructuras LW construidas con metamateriales

Una estructura LW construida con metamateriales no representa en realidad una nueva categoría de estructuras LW (adicional a las categorías uniforme y periódica). Una estructura LW construida a partir de metamateriales es con frecuencia estructuralmente periódica dado que su periodicidad es el resultado de conveniencia en el sentido de fabricación y cálculo computacional. De cualquier forma, no resultaría necesaria una característica periódica para funcionar como estructura LW, dado que solo utilizan el modo fundamental, mientras que para una estructura LW periódica, dicha característica resulta esencial. Una estructura MTM LW se comporta esencialmente como una estructura LW uniforme. Así, dicha estructura puede ser considerada electromagnéticamente perteneciente a la categoría de estructuras LW uniformes incluso si esta es estructuralmente periódica.

Una antena LW radia en su modo fundamental. Dicha característica se puede observar en la figura 2.22, donde efectivamente aparece una zona de radiación en dicho modo fundamental. Por el contrario, las antenas LW convencionales precisan radiar en modos superiores dado que el modo fundamental de una línea convencional se corresponde con una zona de onda guiada ($\beta > k_0$). Dicho efecto provoca una pérdida de eficiencia y un aumento en la complejidad de la antena. Otra ventaja de las antenas LW construidas con metamateriales es que son capaces de abarcar un rango de ángulos de radiación que va desde la dirección *backfire* hasta la dirección *endfire*. Dicha característica, que se demuestra en [19], no es alcanzable en una antena LW convencional. Dicho rango visible, es factible por medio de la modificación de la frecuencia en un cierto rango en torno a la frecuencia de transición, ω_c . Este hecho presenta un inconveniente para dicho tipo de antenas, dado que el hecho de tener que modificar la frecuencia de trabajo para variar el apuntamiento puede no tener demasiadas aplicaciones prácticas. Debido a esto, se han llevado a cabo desarrollos con el objetivo de eliminar dicho inconveniente. Por ejemplo, en [26] se consiguió variar el ángulo de apuntamiento de la antena a través de una tensión variable. Para conseguir esto, se utilizó un esquema con diodo varactor.

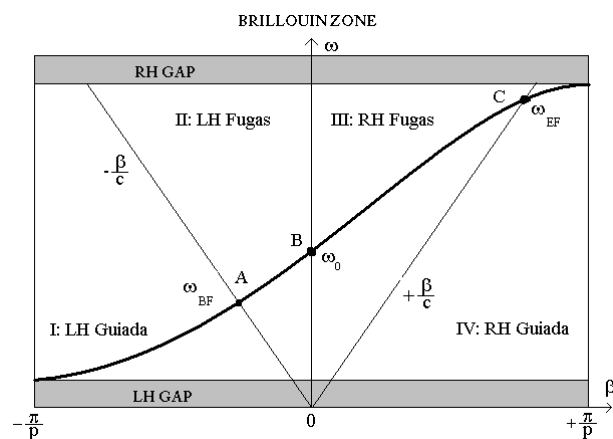


Figura 2.22. Diagrama de Brillouin de una estructura LW, donde se aprecian las zonas radiadas y las guiadas. Figura extraída de [19].

Antenas basadas en resonadores de ordenes cero y negativos ($n \leq 0$).

Anteriormente, hemos visto una antena LW basada en metamateriales, donde la señal de trabajo es una onda viajera (rápida), vertiendo energía progresivamente a lo largo de la estructura de la antena, lo cual producía que el haz estuviese apuntado en la dirección donde hubiese coherencia en fase. En cualquier caso, dado que una estructura metamaterial es uniforme, puede ser también terminada por un circuito abierto, o un cortocircuito, como es característico de los medios uniformes. Esto produciría un dispositivo radiante basado en un mecanismo de resonancia, donde la señal de trabajo es una onda estacionaria. En estas condiciones, se produciría radiación *broadside*. En esta sección se presenta un ejemplo de antena metamaterial de tipo resonante, demostrando que los metamateriales proporcionan a las antenas resonantes proporcionándolas características que no podrían ser logradas mediante estructuras convencionales. Es importante notar que en estas antenas la resonancia está ligada a la estructura como conjunto, debido a la condición de cortocircuito o circuito abierto, y no a sus elementos o celdas LHM. Cada una de estas celdas, está formada por un condensador interdigital en serie, y una inductancia en paralelo, la cual estaría formada por una línea de alta impedancia terminada en un parche rectangular. Es demostrable, que la frecuencia de resonancia de estos resonadores es independiente de sus dimensiones físicas. Esto es así, dado que se puede conseguir una fase nula ($\beta = 0$) a cualquier frecuencia. Así, se pueden diseñar con un tamaño muy reducido, lo que permite una miniaturización significativa con respecto a un parche microstrip convencional. La reducción del tamaño de la antena, sea por la técnica que sea, conlleva una reducción de la directividad, y generalmente de la ganancia si se asume un factor de eficiencia constante. Una ventaja potencial de una *Zeroth-Order antenna* reside en la distribución de campo de magnitud constante. Debido a la perfecta difusión de la energía a lo largo de la estructura, se consiguen menores pérdidas óhmicas que en otras antenas pequeñas donde la alta concentración de corriente cerca de las discontinuidades producen altas pérdidas óhmicas. Consecuentemente, se puede obtener una alta eficiencia en una *Zeroth-Order Antenna*, lo cual podría mitigar el efecto de la pérdida de ganancia debida a la reducción de tamaño. Además, dicha antena, posee otros factores favorables para la ganancia, como es el hecho de que la apertura efectiva de la antena se incrementa hasta llegar a ser mayor que la apertura de las antenas resonantes de primer orden típicas.

En [19], se presenta un desarrollo de este tipo de antena, la cual fue diseñada para funcionar a 4.88GHz, formada por cuatro celdas de 10mm de tamaño. Así, la miniaturización supera el 50%, dado que la longitud de onda en dicho sustrato es de 20.6mm. En la figura 2.23 se muestra un esquema del dispositivo estudiado.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

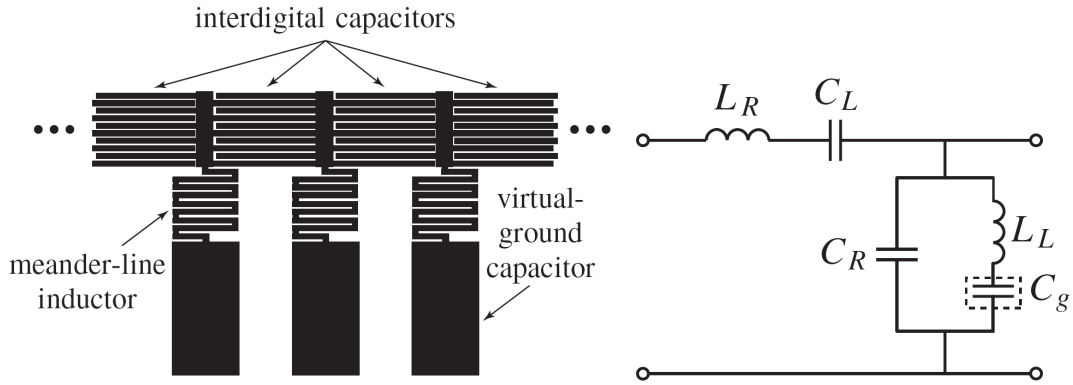


Figura 2.23. Esquema de una antena *Zeroth-order* y su equivalente circuital. Figura extraída de [19].

En la figura 2.24, se aprecian los resultados obtenidos para el prototipo de antena construido. En él se aprecian seis de las 7 resonancias obtenidas ($0, \pm 1, \pm 2$ y ± 3). El hecho de que se obtenga dicho número de resonancias se deriva del hecho de haber escogido 4 celdas. Se puede demostrar [19] que para un número de celdas N dado, el de resonancias n que se obtienen viene dado por:

$$n = 2N - 1 \quad (2.34)$$

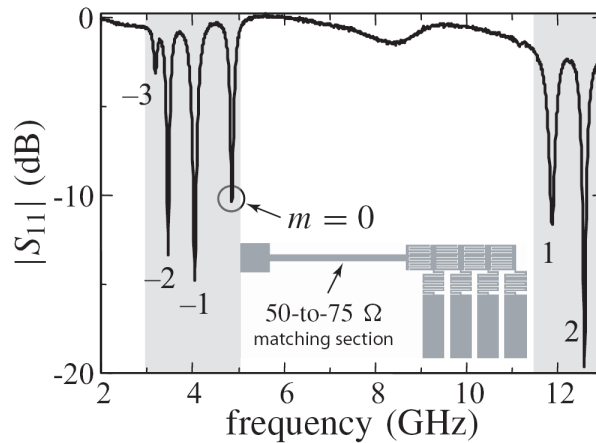


Figura 2.24. Parámetro de adaptación obtenido para el prototipo de antena *Zeroth-Order*, Figura extraída de [19].

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Se deben mencionar también los trabajos realizados en la inclusión de líneas de transmisión LH en el diseño de antenas. Así, en [27], se desarrolla un modelo de dipolo impreso, el cual es cargado con estructuras metamateriales. Como resultado, se demuestra que se consigue inducir corrientes en el dipolo, las cuales reducen su longitud de onda λ_a , cuando se reduce la frecuencia de operación. Dicha característica es única, y es implementada en dos antenas diferentes: Un dipolo corto, y un dipolo ortogonalmente polarizado. La estructura de la celda metamaterial se compone de de dos condensadores en serie y de una bobina en paralelo. Para contribuir a la radiación en el campo lejano, las corrientes inducidas deberán tener diferentes amplitudes, lo que se consigue situando los condensadores en un solo lado de la línea. Una imagen del dipolo corto construido se muestra en la figura 2.25, así como las medidas de reflexión obtenidas mediante simulación, así como en las medidas de la antenna construida.

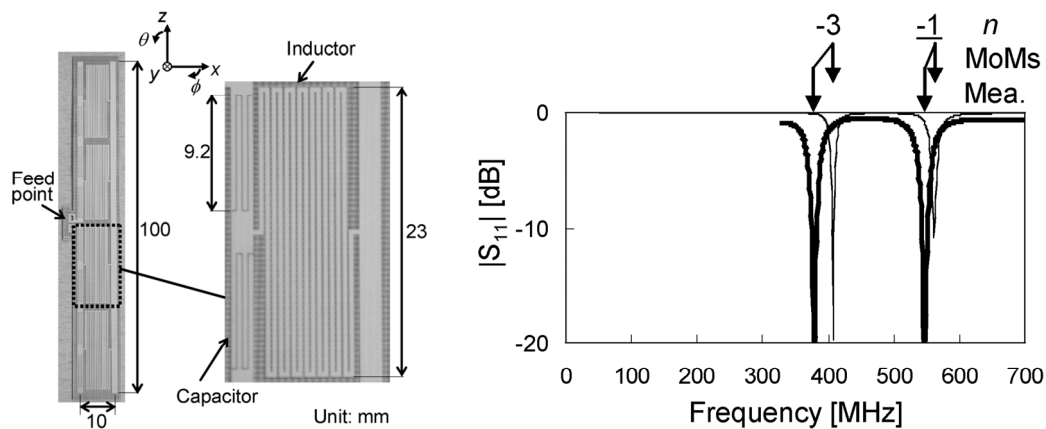


Figura 2.25. A) Fotografía del dipolo corto construido. B) Comportamiento en reflexión del dipolo corto. En línea gruesa medidas de la antenna construida. En línea fina, simulaciones. Imágenes extraídas de [27].

Así mismo, se diseña y construye un dipolo ortogonalmente polarizado, con forma de meandro. Dicha antena hace uso de la característica descrita anteriormente por la cual, la longitud de onda de las corrientes inducidas en el dipolo se hace más pequeña cuanto menor es la frecuencia de trabajo. Se demuestra en [27] que dicha forma de meandro, provoca que en campo lejano, el campo esté polarizado en el eje 'x', siempre y cuando se trabaje en el modo $n = 9$, puesto que en este caso, las corrientes inducidas en la dirección horizontal estén en fase, mientras que las corrientes inducidas en dirección vertical (eje 'z'), estén en contra fase, con lo que la radiación correspondiente a las corrientes verticales se anula, mientras que la correspondiente a las horizontales se refuerzan. En la figura 2.26 encontramos una imagen del dipolo ortogonalmente polarizado construido, así como los resultados obtenidos por dicha antena.

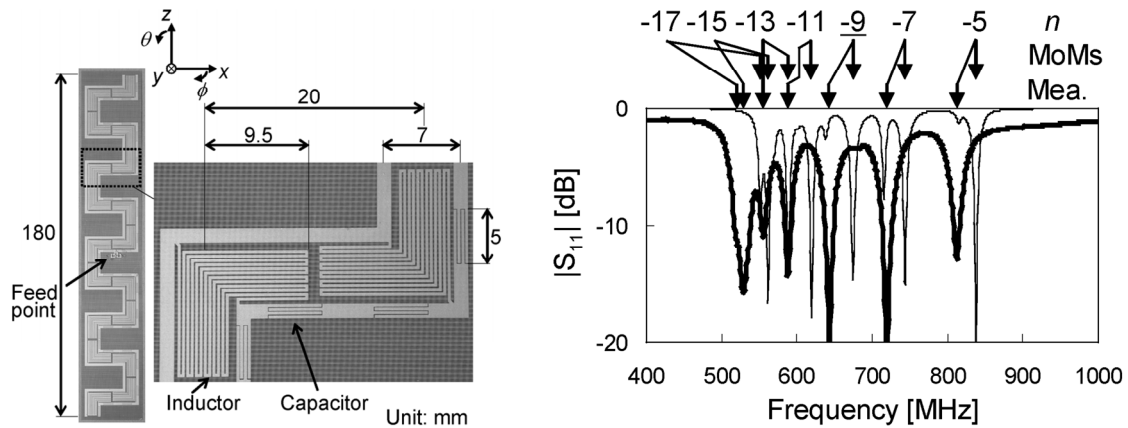


Figura 2.26. A) Fotografía del dipolo ortogonalmente polarizado construido. B) Comportamiento en reflexión del dipolo. En línea gruesa medidas de la antenna construida. En línea fina, simulaciones. Imágenes extraídas de [27].

Los resultados obtenidos en la medición de las antenas presentadas en [27], muestran una serie de inconvenientes como una baja eficiencia (27%), así como una alta polarización cruzada. Como resultado final, se ha conseguido que la relación entre la longitud de onda de las corrientes inducidas λ_a , y la frecuencia de trabajo sea opuesta a la que presenta un dipolo convencional. También se ha demostrado que es posible la reducción de tamaño de la antena, con respecto al diseño convencional. Vemos, por lo tanto, que la adición de metamateriales proporciona características interesantes que conviene estudiar.

Siguiendo este estudio, nos encontramos también con el desarrollado en [28], en el cual se presenta una antena de lazo cuadrada cargada con metamateriales. El objetivo de dicho estudio es encontrar una antena de lazo con un diagrama de radiación omnidireccional, así como una buena adaptación a la entrada. Estos objetivos se conseguirán mediante el uso de metamateriales. La configuración de dicha antena se muestra en la figura 2.27. Las celdas unitarias están compuestas por dos condensadores en serie y una bobina en paralelo. Dichos componentes determinarán el modo de operación a una frecuencia determinada, pudiendo ser la constante de fase β tanto negativa como positiva, e incluso cero. Dicha constante de fase, también estará afectada por los efectos diestros de la línea. La constante de propagación sigue la relación descrita en 2.25, por lo que los efectos de los metamateriales (LH) dominan a bajas frecuencias, mientras que la antena se comporta como RH a altas frecuencias. En la banda de frecuencias de transición entre LH y RH, se demuestra que la antena puede trabajar en el modo $n = 0$ si se diseña adecuadamente.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

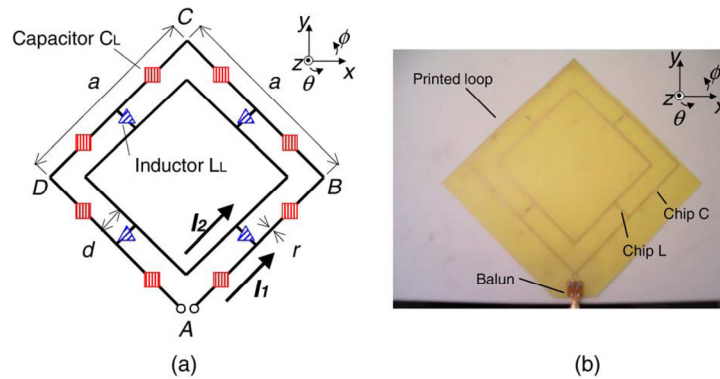


Figura 2.27. Esquema de la antena desarrollada en [28]. A) Esquema conceptual. B) imagen de la antena construida. Figura extraída de [28].

Dicha antena, por lo tanto, tendrá diferentes resonancias en diferentes frecuencias según el modo en el que se encuentre funcionando. En la figura 2.28 A) se aprecian dichas resonancias, así como el modo al que corresponden.

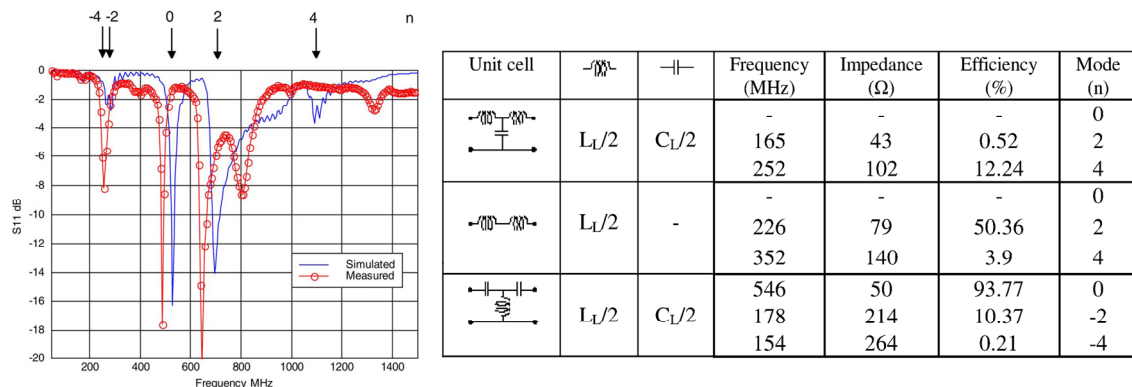


Figura 2.28. A) Simulaciones y medidas de la antena en reflexión. B) Datos obtenidos de la antena para diferentes estructuras periódicas y modos de funcionamiento. Figuras extraídas de [28].

En la figura 2.28 B) se pueden observar los valores de impedancia de eficiencia de una antena de lazo, la cual ha sido cargada con diferentes estructuras metamateriales, para los diferentes modos de funcionamiento. Vemos que la mayor eficiencia conseguida se corresponde con el modo $n = 0$ para la celda metamaterial indicada anteriormente (dos condensadores en serie y una bobina paralelo). Con esta configuración se consigue una impedancia de entrada de 50Ω . El mejor valor para la eficiencia exceptuando éste, se da para el modo $n = 2$ con una estructura de dos bobinas en serie y un condensador paralelo, siendo dicha eficiencia del 52%, lo cual queda bastante por debajo del 93.7% del caso anterior. La ventaja de este modo, es la miniaturización conseguida, puesto que la frecuencia de trabajo pasa de los 546MHz del modo $n = 0$ a los 165MHz del modo $n = 2$ con esta configuración de celda. La reducción en este caso, es de prácticamente el 70%.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Así, en [28], se ha demostrado como cargando una antena de lazo con metamateriales, se puede conseguir una buena adaptación de la antena, así como una elevada eficiencia de la antena. También se demuestra como el patrón de radiación mantiene una buena característica omnidireccional, gracias al modo $n = 0$ no presente en antenas convencionales.

Miniaturización

En este punto, se han realizado importantes estudios que demuestran el potencial que pueden tener las estructuras metamateriales cuando son aplicadas a antenas. Así, nos encontramos con [29] en el que se desarrollan varios dispositivos mediante estructuras metamateriales, lo que les confiere ciertas características especiales. En concreto, se desarrollan líneas de transmisión cargadas con metamateriales las cuales tienen la característica de poder controlar el desfase sufrido por una señal de una frecuencia determinada en dicha línea, pudiendo incluso ser de 0° . También se soluciona el problema inherente de radiación de este tipo de líneas, al crearse ondas rápidas por ser la velocidad de fase superior a la de la luz.

Otro de los estudios llevados a cabo en [29], es el de divisores de potencia miniaturizados y de banda ancha. Éstos, usan las líneas desarrolladas explicadas anteriormente. En la figura 2.29 se muestra una imagen comparativa del divisor desarrollado junto con uno convencional. Las medidas de ancho de banda de ambos dispositivos, demostraron un incremento del 169% al utilizar estructuras metamateriales. Dicho dispositivo, posee 0.69GHz de ancho de banda.

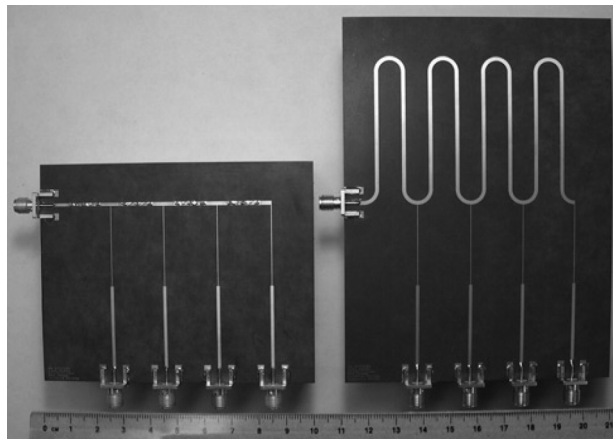


Figura 2.29. Imagen comparativa de un divisor de potencia diseñado con metamateriales a la izquierda, y otro convencional a la derecha. Figura extraída de [29].

Seguidamente, en [29], se diseña un array de dipolos alimentado por una línea de transmisión cargada con metamateriales, las cuales proporcionaban un desfase entre elementos de 0° , consiguiendo así un array uniforme.

Por último, se diseña y construye una antena de espira que utiliza los principios desarrollados en los anteriores desarrollos implementando líneas cargadas con metamateriales. Dicha antena tiene como característica principal una gran miniaturización, siendo sus

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

dimensiones $\lambda_0/12 \times \lambda_0/12$. En la figura 2.30 se puede observar un esquema de dicha antena, así como los datos en reflexión obtenidos de la misma tanto en las simulaciones como en medidas de la antena construida.

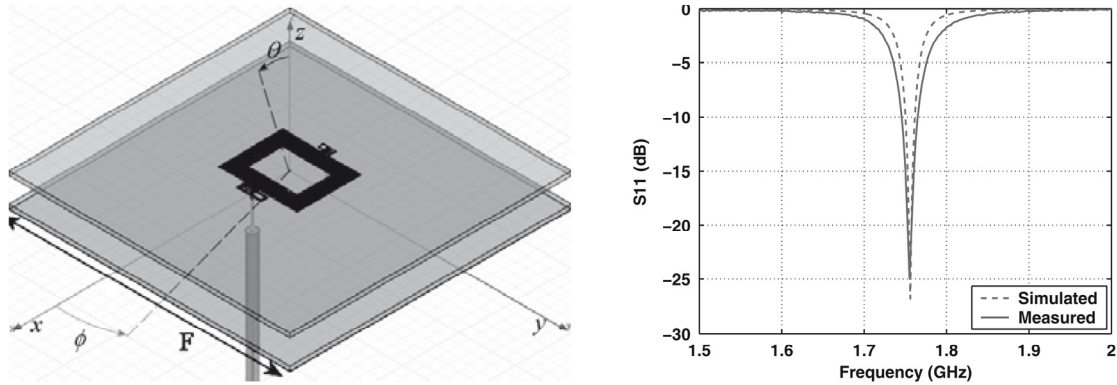


Figura 2.30. A) Esquema de la antena de espira con metamateriales diseñada. B) Datos de reflexión obtenidos en simulación y en la antena construida. Figura extraída de [29].

Dicha antena posee una ganancia de 2.47dB, así como una eficiencia del 32%. El ancho de banda resulta de aproximadamente 20MHz.

Más desarrollos de antenas altamente miniaturizadas se puede observar en [30], donde se estudia una antena con una miniaturización comparable a la antena del anterior estudio.

Otro ejemplo de integración de metamateriales en el campo de las antenas se puede observar en [31], donde se propone el desarrollo de un dipolo eléctricamente pequeño ($L \ll \lambda$), rodeado de una cubierta de metamaterial ENG. Dicho montaje busca conseguir un dispositivo con alta eficiencia y gran ancho de banda. La idea fundamental del montaje es que debido al pequeño tamaño eléctrico tanto del dipolo como de la cubierta metamaterial, ambos debieran mostrar efectos capacitivos. Pero debido a que la cubierta está construida con un material ENG, dicha cubierta muestra efectos inductivos. Dicha inductancia depende de la frecuencia de operación, así como de la permitividad eléctrica (en valor absoluto puesto que ésta será negativa), y del espesor de la cubierta. Así, la conjunción del efecto capacitivo del dipolo pequeño y de la cubierta ENG que lo rodea, hace que se forme un resonador LC. En la figura 2.31 se muestra el esquema del montaje.

Uno de los puntos más interesantes que se analizan en [31] es que, en un primer análisis, se obtiene que el factor de calidad para el montaje del dipolo pequeño rodeado de una cubierta de material ENG, resulta sustancial más pequeño que el que predice el límite Chu (2.35). Este punto resulta depender de forma crítica con la inclusión de la dispersión del metamaterial en las simulaciones. Así, al contar con la dispersión, el valor del factor de calidad se sitúa por encima de dicho límite, aunque muy próximo a él.

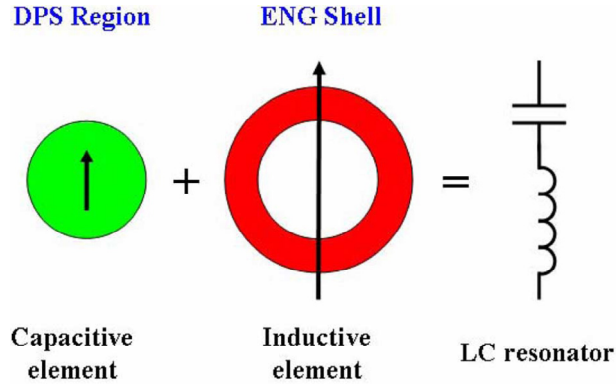


Figura 2.31. Esquema de funcionamiento del dipolo pequeño rodeado de una cubierta de material ENG. Figura extraída de [31].

$$Q_{Chu} = \frac{1 + 2(k_0 r_e)^2}{(k_0 r_e)^3 [1 + (k_0 r_e)^2]} \quad (2.35)$$

Así, en [31], se realizan simulaciones de dicho montaje alimentado mediante una fuente de corriente constante, obteniendo una gran concordancia con los datos analíticos. Otro de los puntos más importantes del desarrollo, es el incremento de potencia radiada en comparación con la antena convencional. Posteriormente, se generaliza el modelo, sustituyendo el dipolo pequeño por su equivalente en elementos concentrados. En dicho modelo, se aprecia la necesidad de modificar algunos parámetros (radio de la antena y de la cubierta en este caso) para conseguir una buena adaptación a la entrada.

Se analiza también el comportamiento de un monopolo sobre un plano de masa, al ser esta una configuración equivalente a un dipolo pequeño. Para este montaje, se utiliza un modelo basado en un cable coaxial sobre un plano de masa formado por un PEC, dada la sencillez de su modelado. En la figura 2.32 se puede observar dicho esquema.

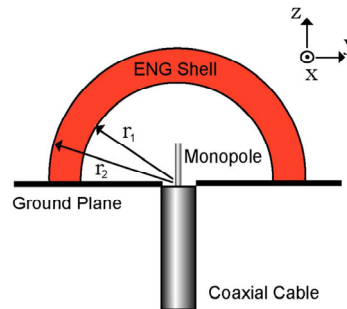


Figura 2.32. Esquema del diseño de un monopolo sobre un plano de masa cubierto de un material ENG. Figura extraída de [31].

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Como se ha mencionado anteriormente, la inclusión de la dispersión en el diseño, tiene un fuerte impacto en el ancho de banda del dispositivo. Por esta razón, se realizaron estudios con diversos modelos de dispersión, deduciendo que, sería óptimo encontrar un material ENG cuya variación de la permitividad en el rango de frecuencias deseado fuese la menor posible, dejando abierta la investigación de estos materiales. El mismo autor de [31], R.W. Ziolkowski, continúa con el estudio de este montaje, con el objetivo de conseguir un factor de calidad por debajo del límite Chu. Así, en [32], se estudian cubiertas multicapa metamateriales, que tendrían una capa de metamaterial ENG, con las cuales se consigue teóricamente un valor del factor de calidad 2.5 veces por debajo del predicho por el límite Chu. También se estudia el efecto de metamateriales activos en el diseño, con los cuales teóricamente se podrían recuperar los valores de factor de calidad dos órdenes de magnitud por debajo del límite, con lo que dichos materiales tendrían grandes aplicaciones prácticas, dado el gran incremento en el ancho de banda conseguido.

Otro interesante ejemplo de miniaturización en antenas se encuentra en [33], en el cual se desarrollan 3 modelos diferentes con interesantes características. En este caso, se utilizan estructuras mushroom ó champiñón (Esta estructura se compone de un parche situado sobre un plano de masa. En el centro del parche se sitúa una vía que conecta dicho parche con el plano de masa). La utilización de estas estructuras tiene su motivo en la necesidad de disponer de una capacidad e inductancia elevadas. La opción de utilizar elementos concentrados no era adecuada debido a las elevadas pérdidas que ocasiona su utilización. La alternativa de utilizar elementos distribuidos tampoco era apropiada, dado que resulta difícil conseguir elevados valores de capacidad e inductancia en una pequeña superficie. En la figura 2.33 se puede observar un esquema de la antenna diseñada, así como los datos obtenidos para dicha antenna tanto de la antenna construida, como de las simulaciones realizadas. Esta antenna trabajará en el modo $n = -1$ (1.06GHz). Estando débilmente excitados los modos $n = -3$ y $n = -2$.

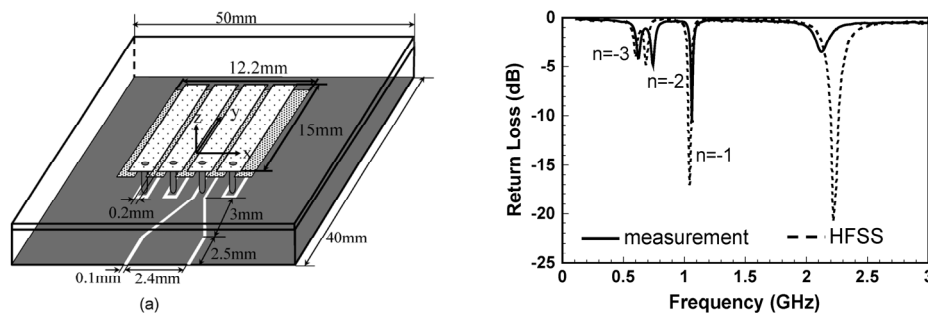


Figura 2.33. A) Esquema de la antenna diseñada por medio de estructuras champiñón. B) Resultados en reflexión obtenidos mediante simulación y de la antenna construida. Figuras extraídas de [33].

La antenna anterior ofrece una ganancia de -13dBi, lo cual es lógico si pensamos en el reducido tamaño de la misma ($1/19\lambda_0 \times 1/23\lambda_0$). Así mismo, muestra una eficiencia del 2%. El valor de esta eficiencia es debido en parte a las pérdidas de los conductores de las vías.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Posteriormente, en [33], se desarrolló una nueva antena con el objetivo de elevar la ganancia del modelo anterior. Principalmente, se dispuso una estructura 2-D de estructuras champiñón, lo que hace que aumente la apertura efectiva de la antena. Así, las dimensiones de la antena pasan a ser: $(1/14\lambda_0 \times 1/14\lambda_0)$, ligeramente mayor que la anterior. Con estos cambios, la eficiencia aumenta hasta el 36% y la ganancia pasa a valer 0.6dBi. Por último, se diseña una antena circularmente polarizada, cuyo diseño se basa principalmente en duplicar la antena anterior. Dicho diseño se escala para que las dimensiones finales de la antena sean similares a las del anterior prototipo. Esto supone una frecuencia de operación de 2.4GHz de nuevo en $n = -1$. La ganancia de este dispositivo es de 2.17dBi.

Otro desarrollo en el cual se hace uso de estructuras champiñón para conseguir antenas compactas se encuentra en [34]. En dicho artículo, se demuestra que la utilización de este tipo de estructuras metamateriales se puede utilizar para conseguir antenas resonantes de longitud de onda infinita (constante de fase nula). Gracias a esto, es posible construir antenas cuya frecuencia de resonancia sea independiente del tamaño de la misma, encontrando gran utilidad en la miniaturización de antenas y en el desarrollo de antenas eléctricamente pequeñas. La ganancia de las antenas, será menor cuanto menor sea el tamaño físico de la antena, por lo que, se deberá llegar a un compromiso en diseños prácticos. La eficiencia de radiación también se ve afectada del mismo modo con el tamaño físico de la antena.

Antenas multi-frecuencia

En [35] se analiza la posibilidad de desarrollar una antena multi-frecuencia por medio de estructuras resonantes SRR.

Se presenta el modelo equivalente de antena presentado, el cual se puede observar en la figura 2.34, explicando que dicho modelo fue diseñado para funcionar en dos o más frecuencias diferentes. La antena se basa en un dipolo impreso en ambas caras de un sustrato FR4, de tal forma que en cada cara aparece la mitad del dipolo. Dicho esquema, junto con la alimentación por vía SMA, confiere la característica antipodal. Las estructuras SRR fueron diseñadas de tal forma que su frecuencia de resonancia fuese 2.5GHz. En este caso, el hecho de que un SRR pueda ser modelado como un resonador LC, puede simplificar en cierta medida el proceso de simulación, facilitando así la tarea de optimización del dispositivo.

Así, como se muestra en la figura 2.34, la antena se carga con 4 elementos SRR por cada brazo del dipolo. Dicha cifra mejoraba la adaptación de la antena a la frecuencia de resonancia de los SRR. Los SRR se imprimieron en la cara opuesta al brazo del dipolo al que carga, lo cual facilita también una buena adaptación de la misma, como se mostró anteriormente.

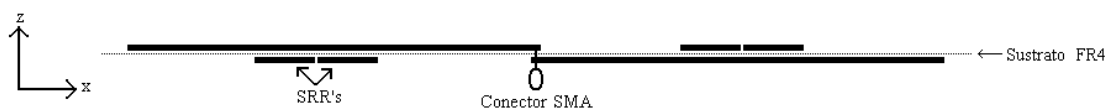


Figura 2.34. Esquema de la antena cargada con SRR. Figura extraída de [35].

Los resultados obtenidos con este esquema resultan esperanzadores. Analizando el parámetro de reflexión de la antena, se aprecia adaptación a ambas frecuencias (la inherente al dipolo impreso, y la frecuencia de resonancia del dipolo), estando ambas próximas a los valores esperados. Además, se simuló otra antena, la cual disponía de tres frecuencias de funcionamiento. Ambos resultados se muestran en la figura 2.35.

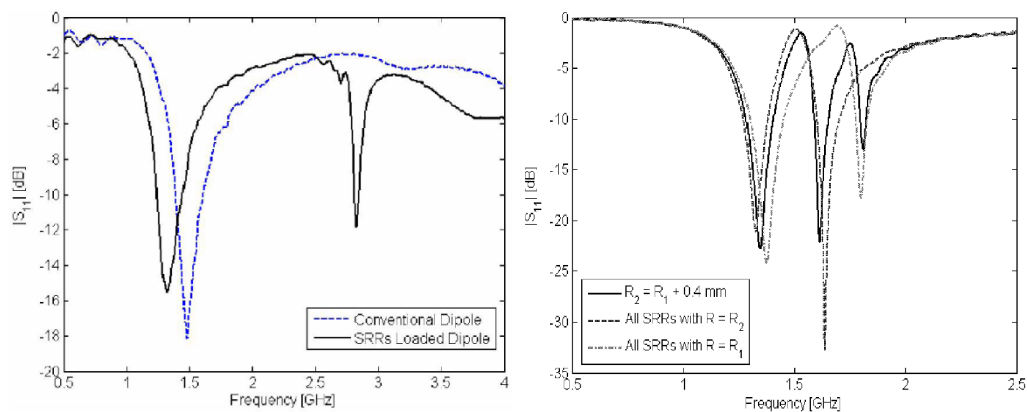


Figura 2.35. Resultados obtenidos para un dipolo impreso cargado con partículas SRR. Figura extraída de [35].

Superestratos

En la actualidad, se están empezando a usar metamateriales agrupados en superestratos de antenas planas en la banda de transmisión para intentar mejorar las propiedades de radiación del las antenas a las que se le aplican metamateriales.

Se han realizado estudios [36] sobre una guía rectangular convencional, situando un metamaterial en la apertura de la guía. Dicho metamaterial es sintonizado de forma que trabaje en la banda de paso, permitiendo la transmisión de energía a través de dicho material. Como se muestra en dicho estudio, el medio Left Handed mejora las propiedades de radiación de la guía, mejorando así la ganancia del montaje. En el estudio se refleja que la utilización de una guía rectangular para el análisis se debe a una simplificación experimental, y que las configuraciones de superestratos utilizadas son aplicables a cualquier otro tipo de antena. En dicho estudio, se ha simulado el efecto del superestrato LH sobre la guía, obteniéndose un aumento de la directividad y una reducción de la radiación trasera, debido a mejoras en la adaptación general del sistema.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Se proporciona una descripción del medio metamaterial utilizado. Se indica que se compone de una estructura periódica finita formada por celdas unitarias basadas en un sustrato dieléctrico con incrustaciones metálicas (Capacitively Loaded Strips (CLS)) que proporciona permitividad negativa y elementos SRR de permeabilidad negativa, los cuales, en conjunto, presentan un índice de refracción negativo.

En la fabricación de la estructura, se utilizó una técnica por capas (cara frontal, ‘a’ y cara trasera, ‘b’). Para construir el medio LH se utilizaron tres tipos de capas, siendo necesarias dos capas de cada tipo por periodo, lo que hace un total de seis capas por celda. Cada una de las capas contiene una fila de CLS o SRR. Después de apilar 12 periodos se obtiene una superestructura de 4x12 celdas en la dirección transversal y un periodo en la dirección de propagación.

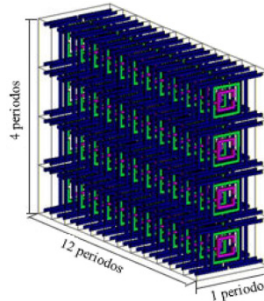


Figura 2.36. Esquema del superestrato desarrollado. Figura extraída de [36].

Se indica en el artículo que para conseguir un alineamiento perfecto entre las capas de la superestructura, colocaron dos tornillos atravesando cada una de las capas. Dichos tornillos incrementaron el tamaño de la estructura en una de las direcciones desde 22mm a 37.27mm.

Se nos muestran algunos resultados de parámetros obtenidos mediante la aplicación de la superestructura de metamaterial. En la figura 2.37 se muestra la mejora del parámetro S_{21} a la frecuencia de resonancia para diversos valores de separación del superestrato de la boca de la guía. En dichos resultados, se puede observar como dicha mejora presenta un carácter sinusoidal. Dicho efecto viene dado por el hecho de que la adaptación general del dispositivo depende de la distancia a la que se coloque dicho superestrato. El incremento medio de la mejora en S_{21} es de 6.5dB, lo que atribuyen principalmente a la mejora de la ganancia del sistema como resultado de la aplicación de dicho metamaterial. En la figura 2.37 también se analizan los parámetros de reflexión y de transmisión con y sin superestructura. Se puede apreciar un incremento de ganancia de 8dB gracias a la utilización del metamaterial. En cuanto a la directividad, presenta una mejora de 3.5dB, y la radiación trasera se reduce en 15dB.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

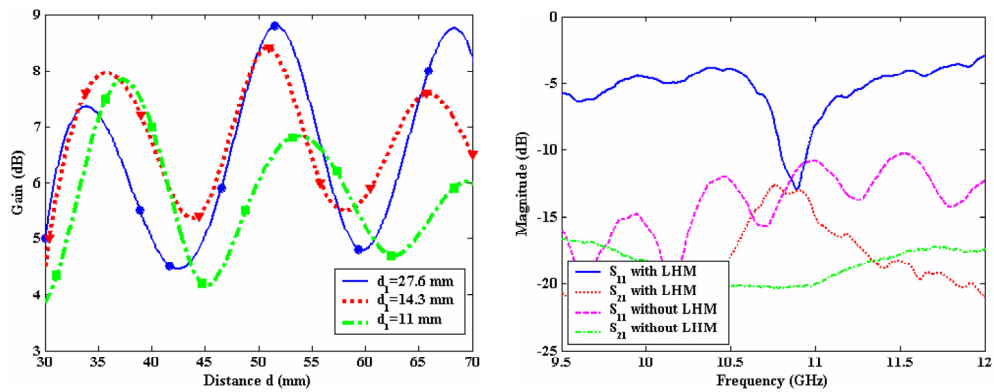


Figura 2.37. A) Gráfica con la ganancia en el parámetro S_{21} que se obtiene al introducir el superestrato con respecto a la antena convencional. B) parámetros S_{11} y S_{21} de la antena con y sin superestrato. Figura extraída de [36].

En [37] se nos presenta un desarrollo similar, en el cual se sitúa un superestrato de características similares al anterior. En este caso, se utiliza como antena un dipolo impreso en lugar de la boca de una guía de ondas. En [37] se desarrollan dos tipos de celdas metamateriales, diferenciadas únicamente en el tamaño. Como se ha visto, dichas celdas tienen una característica paso banda (característico de los medios LH). Haciendo las celdas de diferente tamaño, se tendrán dos bandas de paso, mientras que el resto del espectro será reflejado. Las celdas más grandes dejarán pasar una banda de frecuencias inferior a la que dejan pasar las celdas más pequeñas. Las características conseguidas mediante este montaje son una mejora en la directividad con respecto al dipolo convencional, así como una reducción de la radiación trasera. En el análisis del medio metamaterial se especifica que para dicho experimento fue utilizada una estructura metamaterial simplificada, cuya celda básica está constituida por un elemento SRR entre dos parejas de elementos CLS. En la figura 2.38 se adjunta un esquema de dicha celda.

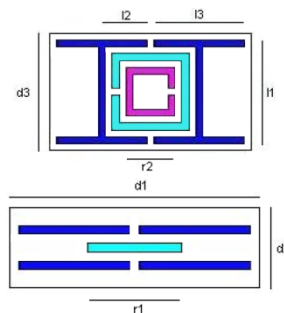


Figura 2.38. Esquema de la celda unitaria utilizada en el superestrato. Figura extraída de [37].

A continuación se muestra en la figura 2.39 una simulación de la estructura de mayor tamaño, donde se aprecia la frecuencia a la que se produce un pico de transmisión, en la cual el parámetro S_{21} se aproxima a la unidad. El objetivo de conseguir otra celda con una frecuencia

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

de paso superior, se consigue mediante el escalado de la misma, que resulta ser 0.8 veces inferior, lo que resulta en un incremento de la frecuencia de paso de aproximadamente un 20%. Para esta simulación se situaron las celdas de tal forma que el campo eléctrico fuese paralelo al plano de dichas celdas.

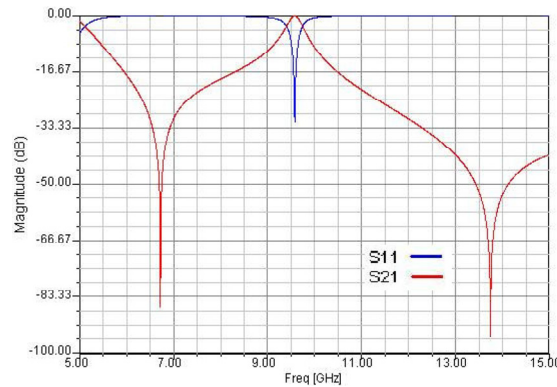


Figura 2.39. Resultados de la simulación de los parámetros S_{11} y S_{21} del superestrato. Figura extraída de [37].

El primer análisis realizado se efectúa mediante una superestructura uniforme con 18 celdas básicas.

Al analizar la frecuencia de resonancia de la estructura completa, se observa un cambio con respecto a la frecuencia de resonancia del dipolo y de la superestructura metamaterial. La razón de esta variación es que la celda unidad fue analizada bajo condiciones de incidencia normal y en este caso se utiliza un dipolo como alimentador. La estructura MTM junto con el dipolo forma un nuevo sistema con unas nuevas propiedades. Los valores de S_{11} y directividad de esta configuración como función de la frecuencia son calculados y presentados en [37], consiguiendo una adaptación de -9.76dB en el mejor de los casos.

En este caso, se obtienen unos buenos valores para la directividad, pero se obtienen unos valores de radiación trasera considerables, como se hace notar en la figura 2.40. Este problema será tratado mediante la variación del tamaño de las celdas en la estructura.

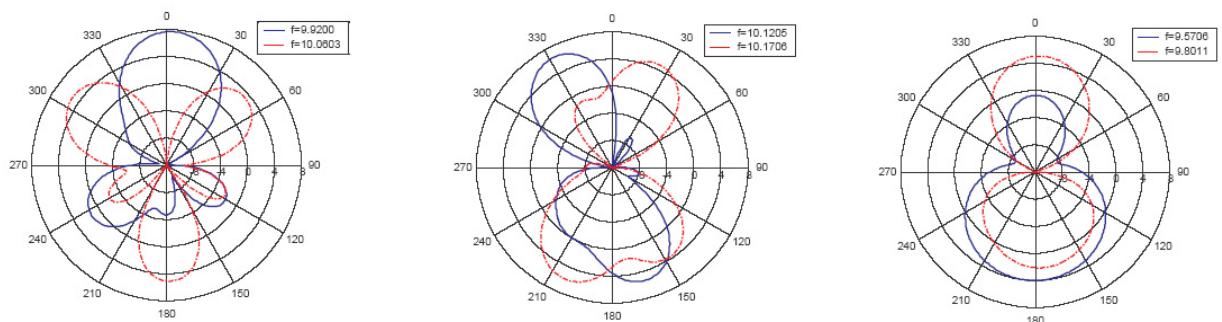


Figura 2.40. Diagramas de radiación para el esquema de dipolo impreso cargado con un superestrato uniforme. Figura extraída de [37].

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Así, para la segunda prueba, se utiliza una estructura que mezcla celdas pequeñas, con celdas de tamaño superior. Las celdas superiores son colocadas entre las celdas de tamaño inferior. Se consiguen mejorar los diagramas de radiación. Esto se consigue puesto que mejora el valor de adaptación sin variar en exceso la directividad. La mejor configuración la obtuvieron con 6 celdas grandes en el centro, rodeadas de 4 cuatro celdas pequeñas. Como resultado, obtuvieron una directividad máxima de 7.3dB, consiguiendo una adaptación de 24dB en el mejor de los casos. Así, al analizar los diagramas de radiación a tres frecuencias diferentes, observaron que la radiación trasera se reducía considerablemente. Dichos diagramas se pueden observar en la figura 2.42.

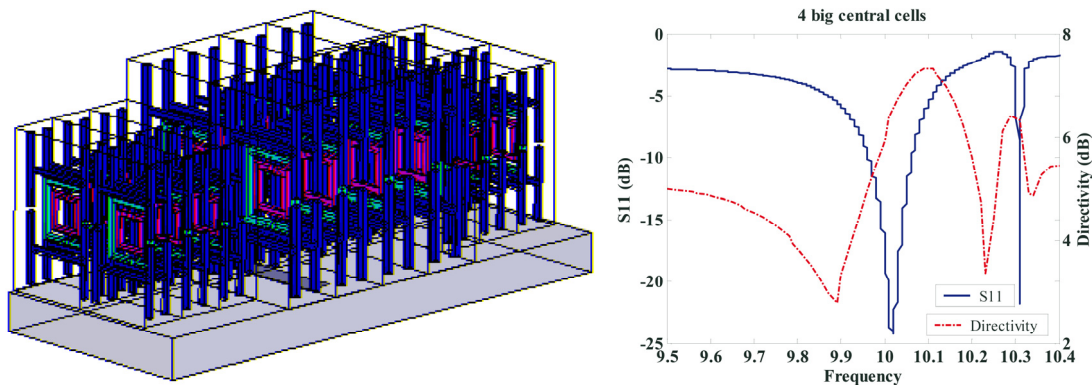


Figura 2.41. A) Esquema del montaje del segundo desarrollo. B) Resultados de ganancia y reflexión correspondientes al dipolo impreso cargado con un superestrato con las celdas centrales mayores a la de los extremos. Figura extraída de [37].

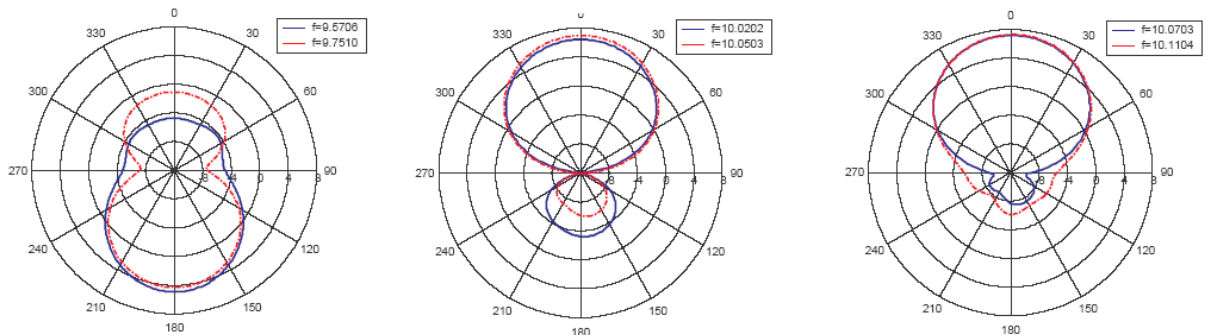


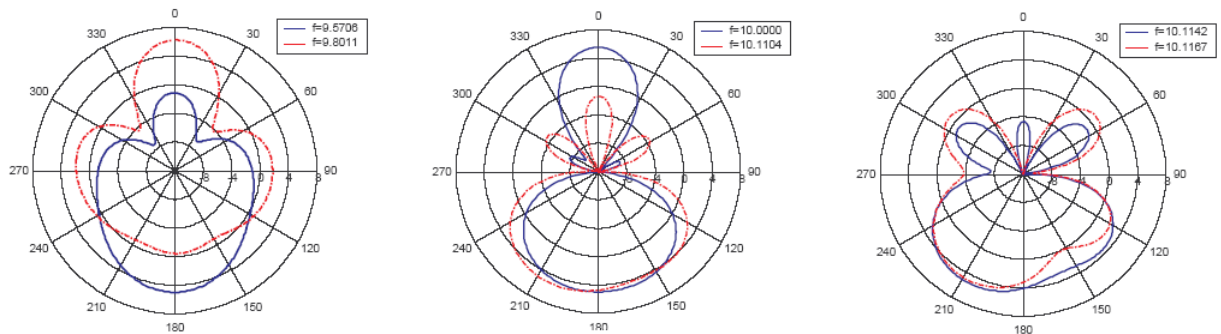
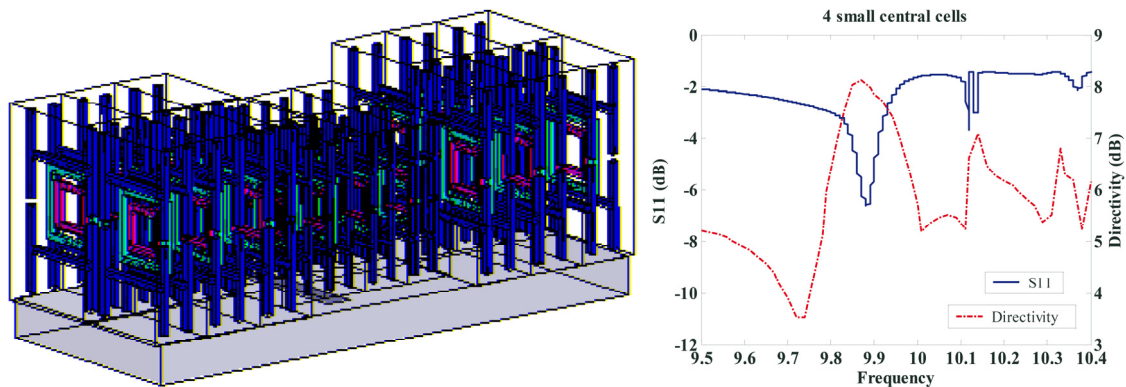
Figura 2.42. Diagramas de radiación para el esquema de dipolo impreso cargado con un superestrato con las celdas centrales mayores a la de los extremos. Figura extraída de [37].

Por último, realizaron una tercera prueba variando la configuración de la superestructura. En este caso colocaron las celdas de tamaño superior rodeando a las celdas de tamaño inferior. En total, resultaron 4 celdas de tamaño inferior, por 6 celdas mayores. Los resultados obtenidos en este caso fueron peores en el sentido de los valores de radiación trasera. En este caso, el valor de la directividad continuó siendo bueno, pero los valores de adaptación resultantes del cambio fueron en el peor de los casos, bastante elevado (-2dB). Se pueden observar los resultados

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

correspondientes a este diseño en las figuras 2.43 y 2.44. Así, los diagramas de radiación, no resultan tan buenos como en el segundo caso.

Como conclusión, se extrae que es posible conseguir ciertas características en un dispositivo radiante mediante la utilización de filtros paso banda construidos a partir de metamateriales LH. El artículo concluye con la idea de que dichas estructuras pueden ser motivo de estudio, encontrando combinaciones óptimas de celdas, para conseguir buenas características en la antena.



Como en el caso de las estructuras de cristal electromagnéticas, una de las ideas clave en el desarrollo de diferentes sustratos es que es necesario permitir la radiación de una fuente primaria, y expandirla sobre una gran apertura radiante para así, conseguir aumentar la directividad. En la actualidad, han sido propuestos una serie de sustratos encaminados a tener comportamiento de metamaterial (en este caso DNG) con apariencia muy exótica.

Uno de estos metamateriales construidos, lo encontramos en [38], donde se nos explica que gracias a recientes trabajos teóricos se ha demostrado que usando pares de hilos de longitud

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

finita no solo podrían reemplazar las estructuras SRR como resonadores magnéticos sino que también podrían proporcionar permitividad negativa en el mismo rango de frecuencias, obteniendo así índice de refracción negativo, sin la necesidad de más hilos continuos adicionales. La condición para obtener μ y ϵ negativos a partir de pares de hilos finitos es muy restrictiva. Recientes experimentos no han mostrado la evidencia de índice de refracción negativo en los casos estudiados. Al parecer esto puede estar en controversia con lo conseguido por otros grupos investigadores. Más concretamente, por [39].

En [38], se investigan estructuras de pares de hilos, como alternativa a los convencionales NIM (Negative Index Material) SRR. La estructura básica de una celda unidad de dicha alternativa se muestra en la figura 2.45.

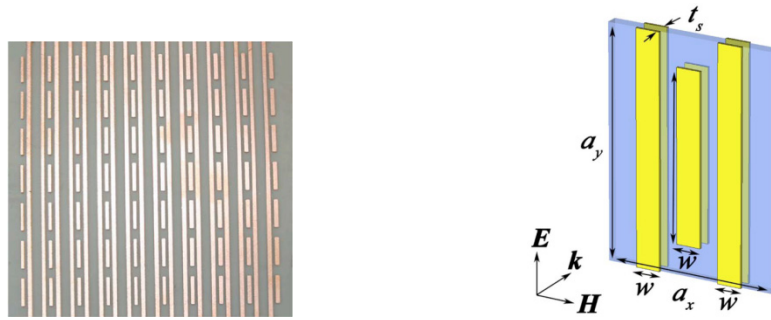


Figura 2.45. Esquema de la estructura básica de la celda unidad formada por pares de hilos. Figura extraída de [38].

En el conjunto de pares de hilos, los SRR convencionales son reemplazados por hilos paralelos más cortos, mientras que los hilos continuos aún siguen presentes. Los pares de hilos cortos consisten en un par de parches metálicos separados por un espacio de dieléctrico de espesor t_s . Así, la topología SRR ha sido sustituida por el conjunto de pares de hilos cortos. Para una onda electromagnética incidente con un vector de onda y polarización de campo como se muestra en la figura, el par de hilos cortos presentan comportamiento tanto inductivo (a lo largo de los hilos), como capacitivo (entre los límites superior e inferior de hilos adyacentes) y poseerán resonancia magnética proporcionando permeabilidad negativa. La inductancia L de un par de hilos cortos se puede aproximar como una inductancia de planos paralelos, y vendrá dada por:

$$L = \mu_0 \frac{(l \cdot t_s)}{w} \quad (2.36)$$

Donde l es la longitud de los hilos cortos, w es el ancho de los hilos y t_s es la distancia de separación entre hilos cortos. La capacidad C de los pares de hilos cortos, viene dada por la capacidad de un condensador de planos paralelos para las mitades superior e inferior de cada par de hilos cortos. Así, dicha capacidad vendrá dada por:

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

$$L = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{(l \cdot w)}{4t_s} \quad (2.37)$$

Así, la frecuencia de resonancia magnética de la estructura, queda como:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{c_0}{l\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.38)$$

Donde c_0 es la velocidad de la luz en el vacío. De dicha relación se observa que la frecuencia de resonancia magnética es inversamente proporcional a la longitud de los pares de hilos cortos, pero no depende ni de su anchura, ni de la separación entre ellos. Las frecuencias de resonancia fueron determinadas también mediante simulaciones detalladas de estas estructuras variando parámetros de longitud, anchura y separación de hilos demuestran que la relación anterior ofrece resultados fiables. Aun así, de dichas simulaciones obtuvieron también la conclusión de que resulta difícil obtener un índice de refracción negativo solo con pares de hilos cortos, dado que la resonancia eléctrica de dichos pares cortos está generalmente muy por encima que la frecuencia de resonancia magnética, lo que dificulta que tanto la permitividad como la permeabilidad sean simultáneamente negativas. Para obtener un material con un comportamiento NIM, dichos hilos cortos deben ser combinados con una maya de hilo continuo que proporcione un extra de permitividad negativa. Así es como en dicho estudio, realizan la estructura mostrada en la figura anterior. Introdujeron dos hilos continuos a cada lado de la estructura de par de hilos cortos. Repitiendo la estructura básica periódicamente en las tres direcciones del espacio, resulta en una estructura NIM.

El sistema formado por los pares de hilos cortos presenta alguna ventaja frente a los tradicionales SRR. Dado que todas las características de un par de hilos NIM radican en planos paralelos, sería posible utilizar técnicas de micro-fabricación para construirlas. En particular, sería posible utilizar técnicas para hacer interconexiones multinivel en circuitos integrados.

En [38], se examinan potenciales utilidades de la estructura analizada dado su funcionamiento como NIM. Una de las ventajas que dicha estructura posee con respecto a estructuras anteriores, realizadas mediante topologías SRR es que dicha estructura funciona en incidencia normal, en lugar de necesitar propagación longitudinal de la señal como sucede con las otras estructuras.

Resulta también importante destacar que los resultados obtenidos en dicho experimento, los cuales podemos observar en las siguientes figuras, podrían haber sido mejorados variando el espaciado entre capas. Reduciendo el espaciado, se refuerza en carácter NIM de la superestructura, pero con la contrapartida de tener un proceso de fabricación más complejo y costoso. Para dicho experimento, escogieron una separación entre capas de 2.274mm. Dicho valor se escogió en un compromiso entre carácter NIM del material y facilidad de construcción.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

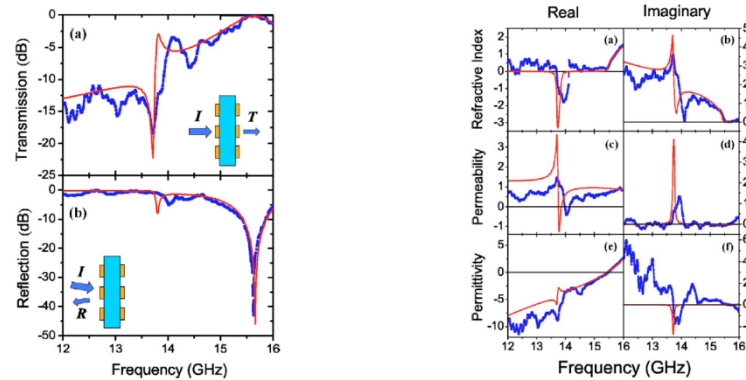


Figura 2.46. Resultados del análisis de la estructura NIM. Figura extraída de [38].

Otra posible solución podría estar basada en la propiedad de los metamateriales de incrementar el rendimiento de radiación de las fuentes en virtud de su capacidad para controlar la propagación (y supresión) de ondas electromagnéticas. Es conceptualmente diferente a las topologías previas dado que no existe cavidad ni plano de masa de ningún tipo. Se emplea el metamaterial en forma de metasuperficie multicapas, que es situado muy próximo a la fuente radiante, actuando de sustrato. Cuando se trabaja en la frecuencia de transmisión de la metasuperficie, se inducen momentos dipolares magnéticos en el sustrato, lo que mejora la emisión.

Un tipo de metasuperficie de este tipo, se utiliza en [40]. Se basa en elementos de hilo usados en metamateriales LH planos, donde las diferentes capas proporcionan permitividad negativa y permeabilidad negativa de tal forma que el medio compuesto actúa en la práctica como un metamaterial del tercer cuadrante explicado en el capítulo 2. Bajo incidencia normal de una onda plana, a la frecuencia de resonancia, se inducen corrientes fuera de fase en los dipolos emparejados situados en diferentes capas. De esta forma, se obtiene una compensación efectiva de la corriente permitiendo a la onda incidente propagarse a través de la estructura. Dado que la distancia entre capas es muy reducida en comparación con la longitud de onda, se crea un fuerte momento bipolar magnético que produce la radiación.

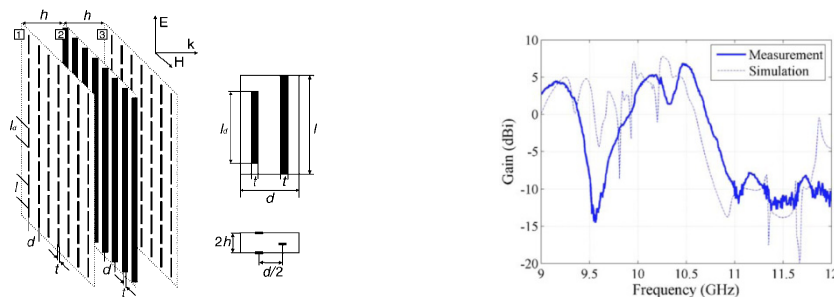


Figura 2.47. Esquema del dispositivo estudiado en [40].

En dicho estudio, la metasuperficie es iluminada mediante un dipolo que está situado en la parte central de la superestructura, por debajo de una de las capas centrales de hilos cortados. Como se pudo comprobar en los resultados obtenidos, en 10.5GHz, dispusieron de una ganancia

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

de 6.8dB, lo cual implica una mejora de 4.6dB con respecto a la ganancia del dipolo. Dicho superestrato, tenía una superficie física de aproximadamente ($\sim 1\lambda \times 0.5\lambda$), de donde extrajeron la eficiencia de apertura del superestrato, que resultó ser del 82%. Se debe hacer notar de nuevo, que en dicho superestrato no se ha incluido ningún plano de masa.

3. LA ANTENA YAGI-UDA

Como se ha podido apreciar, existen en este momento multitud de proyectos en varios campos diferentes, que tienen como objetivo explorar los efectos de los metamateriales en dispositivos de radiofrecuencia. Los metamateriales dotan a estos dispositivos de unas características especiales y únicas. El objetivo de este proyecto es contribuir en el estudio de los efectos de los metamateriales. Más concretamente, se estudiarán los efectos de varios anillos SRR en un dispositivo radiante.

Hemos visto que en el campo de las ondas radiantes se ha investigado en profundidad los grandes beneficios que puede tener usar metamateriales en una antena LW, incluso añadiendo elementos activos. Aún así, se han estudiado poco los efectos que puede tener la inclusión de celdas metamateriales en antenas, con el objeto de inducir efectos resonantes.

Así pues, se analizará una antena plana cargada con celdas metamateriales, estudiando sus efectos y comparándolos con los de la antena plana estándar para algunas configuraciones. Por su utilidad y versatilidad, se ha escogido para este proyecto una antena Yagi-Uda, en su versión plana. Además, en este tipo de antena no se conocen estudios para obtener una característica de doble banda. Por lo tanto, en este capítulo, se estudiarán los principios de funcionamiento de estas antenas.

3.1. Introducción e historia

La antena conocida como Yagi-Uda, resulta un dispositivo radiante muy útil en un amplio rango del espectro. Así, se utiliza en HF (3 – 30MHz), VHF (30 – 300MHz), y en UHF (300 – 3000MHz). Dicha antena consiste en un determinado número de dipolos. Uno de dichos dipolos es directamente alimentado por una línea de transmisión, mientras que los otros actúan como radiadores parásitos cuyas corrientes son inducidas por acoplamientos mutuos. El elemento alimentado más común en las antenas Yagi-Uda, es el dipolo plegado. Dicha antena es diseñada para trabajar únicamente como un array endfire. Esta característica se consigue disponiendo los elementos parásitos en la dirección del haz principal, actuando como elementos directores, mientras que los elementos de la parte opuesta de la antena (trasera), lo hacen como reflectores. Las antenas Yagi-Uda son extensamente utilizadas en los receptores de TV, por lo que es ampliamente conocida. Un esquema de dicha antena puede observarse en la figura 3.1.

EL diseño original, así como los principios de su funcionamiento fueron descritos en lengua japonesa, en los artículos publicados en el *Institute of Electrical and Electronics Engineers* de Japón por S. Uda de la universidad imperial de Tohoku [41]. Más tarde, aunque de forma más extensa y clara, H. Yagi, describe el funcionamiento de la misma antena en [42]. Dicho artículo se considera un clásico, y fue reeditado en 1984.

A pesar de que el artículo de Yagi fue escrito con el conocimiento adquirido del trabajo del profesor Uda, llegó a ser habitual que dicha antena fuese conocida como Yagi. De cualquier

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

forma, para que el nombre de la antena refleje de forma más apropiada la contribución de ambos inventores, nos referimos a ella como Yagi-Uda. Aunque el trabajo de Yagi y Uda fue realizado a principios de los años 20, no consiguieron el reconocimiento de los Estados Unidos hasta 1928, cuando Yagi visitó dicho país, presentando artículos en meetings en el Institute of Radio Engineers (IRE) en New York, Washintong and Hartford.

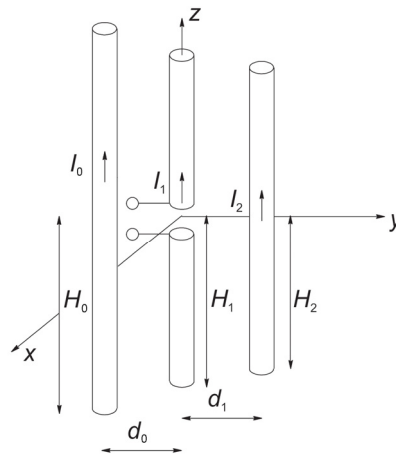


Figura 3.1. Esquema de una antena Yagi-Uda con un elemento reflector, un alimentador y un director.

Así, la antena Yagi-Uda, ha recibido un estudio analítico y experimental exhaustivo. Sería prácticamente imposible citar a todas las personas que han contribuido en dichos estudios. Aun así, se intentará aquí resumir los principios de funcionamiento de la antena.

Para conseguir un haz endfire, los elementos parásitos en la dirección del haz son algo menores en longitud que el alimentador. Típicamente, el alimentador es resonante con una longitud ligeramente inferior a $\lambda/2$ (comúnmente $0.45-0.49\lambda$) mientras que las longitudes de los elementos parásitos serán aproximadamente de entre $0.4-0.45\lambda$. Aun así, los directores no tendrán necesariamente la misma longitud ni grosor. La separación entre los directores tampoco será obligatoriamente la misma para diseños óptimos, y su valor oscilará entre $0.3-0.4\lambda$. Ha sido demostrado experimentalmente que para una antena Yagi-Uda que posea una longitud total de 6λ , la ganancia es independiente del espaciado de los directores hasta cerca de 0.3λ . Para dicha antena, la ganancia es también independiente del grosor de los directores hasta unos 0.024λ . La longitud del reflector es algo mayor que la del elemento alimentado. Además, la separación entre el alimentador y el reflector, suele ser algo inferior que el espaciado entre el alimentador y el director más cercano a éste. Se ha encontrado que un espaciado de aproximadamente 0.25λ resulta óptimo.

Dado que la longitud de cada director es inferior a su longitud de resonancia correspondiente, la impedancia de éstos, tendrá comportamiento capacitivo. Similarmente, las impedancias de los reflectores son básicamente inductivas. La fase total de las corrientes en los directores y reflectores no es determinada únicamente por sus longitudes, sino también por el espaciado a los elementos adyacentes. Así, un apropiado espaciado entre elementos con

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

longitudes ligeramente inferiores a $\lambda/2$, actúan como directores, dado que forman un array con corrientes aproximadamente iguales en amplitud, y con igual fase progresiva. Similarmente, u apropiado espaciado entre elementos con una longitud de $\lambda/2$ o ligeramente superiores, actuarían como un reflector. Así, una Yagi-Uda puede ser entendida como una estructura que soporta una onda viajera cuyas características son determinadas por la distribución de corrientes en cada elemento, así como la velocidad de fase de dicha onda. La discusión anterior está basada únicamente en la primera resonancia.

En la práctica, una antena Yagi-Uda tiene a lo sumo dos reflectores, dado que el efecto del mismo está concentrado básicamente en el elemento más cercano al alimentador. Aun así, pueden conseguirse importantes mejoras si se añaden elementos parásitos al array. La adición de elementos directores significará una mejoría en las características de la antena, hasta un cierto límite práctico, a partir del cual, no se consiguen mejoras sustanciales. Esto viene determinado por la progresiva reducción de la magnitud de las corrientes inducidas en los elementos más lejanos al alimentador. Normalmente, se dispone un número de entre 6 y 12 elementos parásitos. Con una longitud típica para el array de 6λ , es normal conseguir una ganancia de entre 14.8-17.3dB.

Las características de radiación que son de interés en una antena Yagi-Uda son principalmente:

- Ganancia.
- Impedancia de entrada.
- Ancho de banda.
- Relación delante atrás (F/B).
- Relación lóbulo principal a secundario.

Las dimensiones de los directores y reflectores, así como sus correspondientes espaciados, determinan las características óptimas de la antena. Durante años, los diseños óptimos se han conseguido de forma experimental. Pero hoy en día, debido a los avances en tecnología informática, se han desarrollado técnicas numéricas, que han sido utilizadas para inferir las dimensiones de la antena para conseguir un comportamiento óptimo. Normalmente, esta antena presenta una baja impedancia de entrada, así como un ancho de banda relativamente bajo (cerca de un 2%). Así, mejoras en estos parámetros son posibles siempre a costa de empeorar otros, como la ganancia, etc. Por lo que en la práctica, se trata de llegar a un compromiso que dependerá de las especificaciones requeridas. Se pueden conseguir valores de unos 15dB para la relación F/B, pero una vez más, se vería perjudicada otra característica de la antena. En cuanto a los lóbulos secundarios, para un diseño óptimo, se ha comprobado experimentalmente que se sitúan a -5.23dB o menos con respecto al lóbulo principal.

A la hora de diseñar una antena Yagi-Uda, deberemos prestar atención, principalmente, a tres elementos para conseguir las características deseadas: La relación reflector-alimentador, el alimentador y los elementos parásitos.

Numérica y experimentalmente ha sido demostrado que el espaciado y el tamaño del reflector no tiene un efecto apreciable, en la ganancia de la antena en la dirección del haz principal, pero si lo tiene en el valor de la ganancia en la dirección trasera, así como en la impedancia de entrada. Así, dicho parámetro puede ser utilizado para ajustar dichos parámetros de la antena sin afectar de forma significativa la ganancia principal. El tamaño del alimentador, tiene también poco efecto sobre la ganancia en la dirección del haz principal, pero sí tiene efectos apreciables en la ganancia en la dirección trasera y en la impedancia de entrada. Dicho parámetro, por lo tanto, es utilizado para ajustar la impedancia de entrada, haciéndola real (elemento resonante). El tamaño y espaciado de los directores tiene un importante efecto sobre la relación delantera – trasera (F/B), así como en la impedancia de entrada, y es el elemento más crítico en el diseño de una Yagi-Uda.

La antena Yagi-Uda resulta simple de diseñar para un número reducido de elementos (5-6), pero dicho diseño se vuelve más complejo conforme aumenta la cifra de elementos. Con frecuencia, un número elevado de éstos se introduce para conseguir una elevada directividad.

3.2. Fundamentos teóricos

En [43], se presenta un método de análisis para la antena Yagi-Uda, que está basado en ecuaciones integrales para el campo eléctrico radiado por los elementos del array. Dicho método será utilizado a su vez para describir las distribuciones de corriente en todos los elementos, la velocidad de fase y los correspondientes patrones de radiación. Dicho método incluye efectos mutuos y en principio, no tiene restricciones en el número de elementos.

La teoría está basada en la ecuación integral de Pocklington para el campo total generado por una corriente eléctrica radiando en el espacio infinito:

$$\int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} I(z') \left(\frac{\partial^2}{\partial z'^2} + k^2 \right) \frac{e^{-jkR}}{R} dz' = j4\pi\omega_0 E_z' \quad (3.1)$$

Donde:

$$R = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2} \quad (3.2)$$

Dado que:

$$\frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) = \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \quad (3.3)$$

La ecuación 3.1 queda reducida a:

$$\int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} I(z') \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' + k^2 \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} I(z') \frac{e^{-jkR}}{R} dz' = j4\pi\omega_0 E_z' \quad (3.4)$$

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Ahora, nos concentramos en la integración del primer término de 3.4. Efectuando dicha integración por partes, con:

$$u = I(z') \quad (3.5)$$

$$du = \frac{dI(z')}{dz'} dz' \quad (3.6)$$

$$dv = \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' \quad (3.7)$$

$$v = \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \quad (3.8)$$

Dicho término puede reducirse a:

$$\int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} I(z') \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' = I(z') \left[\frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \right]_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} - \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) \frac{dI(z')}{dz'} dz' \quad (3.9)$$

Dado que debemos imponer que las corrientes al final de cada uno de los brazos del dipolo se anulen, 3.9 se reduce a:

$$\int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} I(z') \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' = - \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \frac{\partial}{\partial z'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' \frac{dI(z')}{dz'} \quad (3.10)$$

Si volvemos a integrar por partes, podemos reducir 3.10 a:

$$\int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} I(z') \frac{\partial^2}{\partial z'^2} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right) dz' = - \frac{dI(z')}{dz'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right)_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} + \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \frac{d^2 I(z')}{dz'^2} \frac{e^{-jkR}}{R} dz' \quad (3.11)$$

Sustituyendo 3.11 en el primer término de 3.4, reduciendo ésta a:

$$- \frac{dI(z')}{dz'} \left(\frac{e^{-jkR}}{R} \right)_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} + \int_{-\frac{l}{2}}^{+\frac{l}{2}} \left[k^2 I(z') + \frac{d^2 I(z')}{dz'^2} \right] \frac{e^{-jkR}}{R} dz' = j4\omega\pi\epsilon_0 E_z' \quad (3.12)$$

Para líneas con pequeño diámetro, las corrientes en cada elemento pueden ser aproximadas por una serie finita de modos. Así, la corriente del elemento n-ésimo puede ser expresada como una serie de Fourier de la forma:

$$I_n(z') = \sum_{m=1}^M I_{nm} \cos \left[(2m-1) \frac{\pi z'}{I_n} \right] \quad (3.13)$$

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Donde I_{nm} representa los coeficientes de corriente complejos del modo m en el elemento n e I_n representa la correspondiente longitud del elemento n . Tomando la primera y la segunda derivada en 3.13 y sustituyéndolas en 3.12, reduciremos ésta a:

$$\sum_{m=1}^M I_{nm} \left\{ (-1)^{m+1} \frac{(2m-1)\pi}{I_n} G_2 \left(x, x', y, y' / z, \frac{I_n}{2} \right) + \left[k^2 - \frac{(2m-1)^2 \pi^2}{I_n^2} \right] \right. \\ \left. \times \int_0^{\frac{I_n}{2}} G_2(x, x', y, y' / z, z_n') \cos \left[(2m-1) \frac{\pi z_n'}{I_n} \right] dz_n' \right\} = j4\pi\omega\epsilon_0 E'_z \quad (3.14)$$

Donde:

$$G_2(x, x', y, y' / z, z_n') = \frac{e^{-jkR_-}}{R_-} + \frac{e^{-jkR_+}}{R_+} \quad (3.15)$$

$$R_{\pm} = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + a^2 + (z \pm z')^2} \quad (3.16)$$

$$n=1, 2, 3, \dots, N$$

Siendo R_{\pm} la distancia desde el centro de cada línea al centro de cualquier otra línea.

Una vez que se ha calculado la distribución de corriente, es posible calcular el campo lejano generado por cada elemento. El campo total generado por la antena en campo lejano podrá entonces calcularse mediante la suma de las diferentes contribuciones. Así, se puede aproximar el patrón de campo lejano por:

$$E_{\theta n} \approx -j\omega A_{\theta n} \quad (3.17)$$

Después de un pequeño desarrollo [43], obtenemos la expresión del patrón de campo lejano para una Yagi-Uda:

$$E_{\theta} = \sum_{n=1}^N E_{\theta n} \approx -j\omega A \quad (3.18)$$

$$A_{\theta} = \sum_{n=1}^N A_{\theta n} = -\frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \sin(\theta) \sum_{n=1}^N \left\{ e^{jk(x_n \sin \theta \cos \phi + y_n \sin \theta \sin \phi)} \cdot \sum_{m=1}^N I_{mn} \left[\frac{\sin(Z^+)}{Z^+} + \frac{\sin(Z^-)}{Z^-} \right] \right\} \frac{I_n}{2} \quad (3.19)$$

Donde:

$$Z^{\pm} = \left[\frac{(2m-1)\pi}{I_n} + k \cos(\theta) \right] \frac{I_n}{2} \quad (3.20)$$

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

$$Z^- = \left[\frac{(2m-1)\pi}{I_n} - k \cos(\theta) \right] \frac{I_n}{2} \quad (3.21)$$

En cualquier caso, existen una serie de tabulaciones para encontrar los tamaños y espaciados óptimos entre elementos, para los cuales se ofrecen los valores correspondientes para alguno de sus parámetros. En [43], podemos ver la tabla 3.1, en la cual podemos ver dichos valores óptimos para un número de elementos determinado, ofreciendo el valor de la directividad del array.

| $\frac{d}{\lambda} = 0.0085$ $S_{12} = 0.2\lambda$ | | LENGTH OF YAGI-UDA (IN WAVELENGTHS) | | | | | |
|---|------|-------------------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| | | 0.4 | 0.8 | 1.2 | 2.2 | 3.2 | 4.2 |
| LENGTH OF REFLECTOR, λ | | 0.482 | 0.482 | 0.482 | 0.482 | 0.482 | 0.475 |
| LENGTH OF DIRECTOR, λ | 1st | 0.424 | 0.428 | 0.428 | 0.432 | 0.428 | 0.424 |
| | 2nd | | 0.424 | 0.420 | 0.415 | 0.420 | 0.424 |
| | 3rd | | 0.428 | 0.420 | 0.407 | 0.407 | 0.420 |
| | 4th | | | 0.428 | 0.398 | 0.398 | 0.407 |
| | 5th | | | | 0.390 | 0.394 | 0.403 |
| | 6th | | | | 0.390 | 0.390 | 0.398 |
| | 7th | | | | 0.390 | 0.386 | 0.394 |
| | 8th | | | | 0.390 | 0.386 | 0.390 |
| | 9th | | | | 0.398 | 0.386 | 0.390 |
| | 10th | | | | 0.407 | 0.386 | 0.390 |
| | 11th | | | | | 0.386 | 0.390 |
| | 12th | | | | | 0.386 | 0.390 |
| | 13th | | | | | 0.386 | 0.390 |
| | 14th | | | | | 0.386 | |
| | 15th | | | | | 0.386 | |
| SPACING BETWEEN DIRECTORS, IN λ | | 0.2 | 0.2 | 0.25 | 0.2 | 0.2 | 0.308 |
| GAIN RELATIVE TO HALF-POWER DIPOLE IN dB | | 7.1 | 9.2 | 10.2 | 12.25 | 13.4 | 14.2 |

Tabla 3.1. Longitudes optimizadas para los elementos parásitos de una antena Yagi-Uda de seis longitudes diferentes. Figura extraída de [43].

3.3. Antenas Yagi-Uda en tecnología plana

Hasta ahora, hemos analizado el comportamiento que tiene una antena Yagi-Uda en su versión no plana. Anteriormente, comentamos como en la actualidad, los dispositivos de radiofrecuencia precisan antenas construidas con tecnología plana, dadas las características de dichos dispositivos. En este proyecto se ha tenido en cuenta este hecho, lo que unido a que las antenas planas resultan más sencillas de construir y a un menor precio, hace que el análisis se centre exclusivamente en antenas planas.

Por lo tanto, resulta necesario poder transportar las características de una Yagi-Uda no plana, a otra construida en tecnología plana. En lo que resta de capítulo, analizaremos algunos estudios que tienen ese objetivo. En los capítulos siguientes, utilizaremos dichos esquemas para construir una antena Yagi-Uda modificada con metamateriales para conseguir aprovechar las características especiales que éstos le confieren.

3.3.1. Parches

La primera aproximación (hasta el conocimiento del autor) de una versión plana de una antena Yagi-Uda se presenta en [44], y consiste en un array de parches construido en tecnología microstrip. Las dimensiones de dicho array siguen el patrón de las antenas Yagi-Uda, por lo que se puede considerar un array de dicha naturaleza. Dicho array consiste en tres elementos parásitos, un reflector y dos directores. Utiliza un principio similar al del array Yagi-Uda convencional, donde la energía electromagnética se acopla desde el alimentador a través del espacio entre los dipolos parásitos, y posteriormente radiada para formar el haz principal. En el caso de la antena Microstrip, la energía electromagnética se acopla desde el parche alimentado a los parches parásitos, no solo a través del espacio, sino también mediante ondas superficiales en el sustrato. Dado que un dipolo radia de forma omnidireccional, puede existir un fuerte acoplamiento de energía entre el alimentador y sus dipolos vecinos incluso cuando el espaciado entre los dipolos es grande. Por otra parte, el parche microstrip radia principalmente en dirección broadside y muy poco en una dirección contenida en el plano del sustrato. Esta es la razón por la cual un parche microstrip acopla menos energía a sus vecinos, especialmente cuando la separación entre parches aumenta. Dado este hecho, y para que los parches microstrip funcionen de forma similar a los dipolos de una Yagi-Uda normal, los parches deben ser situados necesariamente muy próximos entre sí, para conseguir un buen acoplamiento de energía a través de las ondas de superficie. De hecho, en [44] se explica que la distancia entre bordes de dos parches adyacentes debe ser igual o menor que el espesor del sustrato. Debido a esto, el mecanismo de acoplamiento debe ser mayoritariamente a través de ondas superficiales en lugar de radiación.

Dado que el acoplo de energía dentro de la antena es fuertemente dependiente de la constante dieléctrica y del espesor del sustrato, el patrón de radiación de dicha antena también lo será. Además, el patrón de radiación así como la dirección de apuntamiento del haz principal son función del tamaño del reflector y de los dipolos directores. Al estar este modelo de antena construida con parches microstrip, cuya dirección de radiación es principalmente broadside, la radiación de ésta nunca podrá ser completamente endfire. Los parámetros que gobiernan la

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

dirección de radiación están relacionados unos con otros. Aun así, la separación de los parches y el tamaño de los elementos parásitos conforman parámetros dominantes de dicho apuntamiento. En general, la constante dieléctrica determina el acoplamiento de cada parásito.

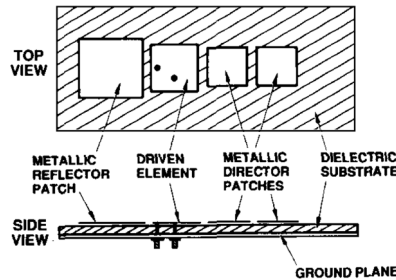


Figura 3.2. Esquema de un array Yagi Microstrip de parches. Figura extraída de [44].

Al contrario de lo que sucede en una antena Yagi-Uda convencional, en el modelo presentado, la presencia de un segundo reflector así como de un tercer director, no afecta apreciablemente a las características de la antena. La razón de este hecho es que el mecanismo de acoplo es por ondas superficiales y no por radiación. En una antena Yagi-Uda convencional, al segundo director acoplan energía tanto el primer director como el dipolo alimentado, mientras que en esta antena, la energía total acoplada al segundo director es muy reducida dado que dicha energía ya ha sido radiada.

Como resultado de lo anterior, se observa como la amplitud decae fuertemente en los sucesivos directores en dicha antena Yagi-Uda construida con tecnología microstrip.

Como se muestra en [44], las diferencias en configuración y mecanismo de acoplamiento entre una antena Yagi-Uda convencional son bastante grandes. A pesar de ello, el modo de diseñar ambos tipos de antena resulta muy similar. En [44] se demuestra, empíricamente, que la relación de dimensiones entre el reflector y el dipolo alimentado es de 1.1 a 1.3 dependiendo de factores como el espesor del sustrato o la constante dieléctrica del mismo. Así mismo, la relación entre los directores y el parche alimentado toma valores entre 0.8 y 0.95. La distancia entre los centros del reflector y el alimentado es de $0.35\lambda_0$, mientras que la separación entre el centro del parche alimentado y el parche director más próximo debiera ser aproximadamente $0.3\lambda_0$. Existen ciertas limitaciones en este diseño debido al tamaño de los parches. Así, la constante dieléctrica no debe ser ni muy pequeña ni muy elevada. Por ejemplo, si fuese muy pequeña, el tamaño del parche sería mayor que $0.35\lambda_0$, por lo que la condición de distancia de separación no podría ser satisfecha. Por otra parte, si dicha constante dieléctrica fuese muy grande, los parches serían entonces muy pequeños, y la separación entre parches sería grande para mantener la relación descrita anteriormente. Como resultado de esto, el acoplamiento de energía podría ser demasiado pequeño como para conseguir que dicha antena funcionase correctamente. Habrá, pues, que llegar a un cierto compromiso entre dichos extremos.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

En general, el dispositivo expuesto en [44] tiene una serie de características interesantes. Por ejemplo, con dicha antena microstrip, es posible conseguir tanto polarización lineal, como polarización circular. Para polarización lineal, puede conseguirse acoplamiento tanto en el plano E como en el plano H. Aun así, la antena diseñada muestra un mayor acoplamiento en el plano E que en el H. Dicho plano E, será capaz de acercar más el haz al plano de masa. Si se desea polarización circular en el haz principal, la diferencia de fase entre las dos alimentaciones ortogonales habrá de ser diferente de los 90° convencionales para los parches microstrip. Esto es debido al hecho de que el haz principal ya no está en la dirección broadside y a que el plano E y el plano H tienen diferentes acoplos en términos de fase. Existe además una tercera particularidad de la antena que nos presenta [44]. El hecho es que la impedancia de entrada del plano E es sensible a las variaciones de los parches parásitos. Así, para conseguir una impedancia de entrada de 50Ω , la posición de la sonda del plano E en el parche alimentado de la antena debe ser reajustada con respecto a la que presenta un parche microstrip convencional. Esta nueva posición resulta estar más próxima al borde del parche que a su posición original. No resulta tan sorprendente observar como dicho array de parches microstrip muestran un ancho de banda para la adaptación a la entrada que un parche microstrip convencional. La razón, de este hecho, es que existen elementos (parásitos) que tienen diferentes tamaños con respecto al parche alimentado, lo que provoca un efecto similar al mostrado por las antenas independientes en frecuencia.

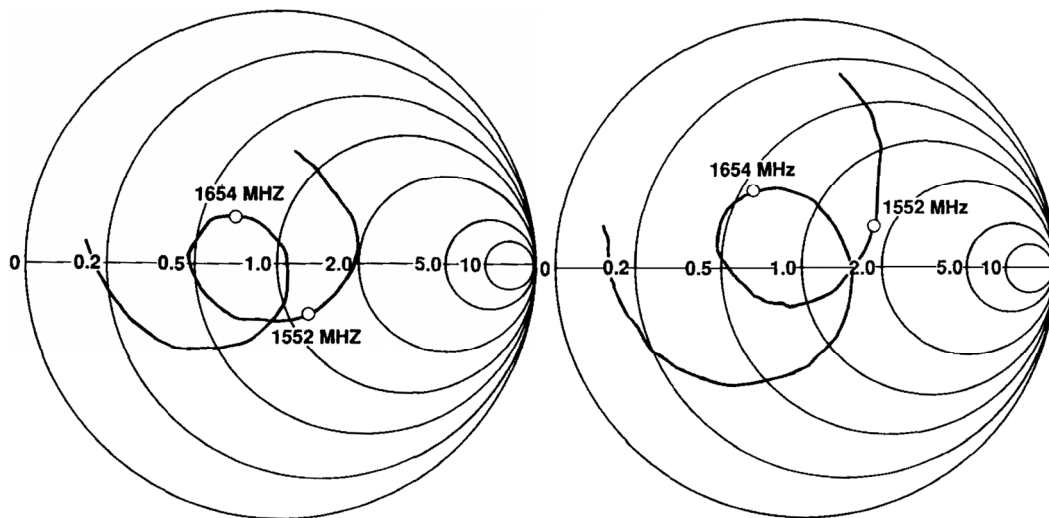


Figura 3.3. Parámetro S11 medido de a) Antena Yagi-Uda microstrip plano H; b) Antena Yagi-Uda microstrip plano E. Figura extraída de [44].

Así pues, con este diseño se demostró que era posible conseguir una antena construida en tecnología microstrip que tuviese la estructura y parte de las características de una antena Yagi-Uda. Algunos inconvenientes de esta antena procedían del hecho de utilizar parches como elementos radiantes en lugar de dipolos, como utiliza una Yagi-Uda convencional. Posteriormente, se desarrollaron antenas construidas también con tecnología microstrip, que

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

tratan de abordar este problema introduciendo dipolos impresos en sus diseños. A continuación, veremos algunos ejemplos interesantes de estos desarrollos.

3.3.2. Quasi-Yagi impresa

En [45], nos encontramos una interesante solución para dicho problema. Se propone una antena basada en un desarrollo anterior [46]. Dicho desarrollo se basa en una transición *microstrip-to-coplanar strip* (CPS). Seguidamente, se obtuvo una primera aproximación de una antena Yagi-Uda que usaba esta transición [47]. En aquel diseño, se consiguió un ancho de banda del 10.3% en banda X. El diseño que se presenta en [45], supone una optimización de aquel, mejorando el ancho de banda mediante una optimización de la relación de impedancias entre la estructura CPS y la sección microstrip dentro de la estructura de la antena Quasi-Yagi. La mejora conseguida con dichas optimizaciones supone conseguir un ancho de banda mucho mayor que la anterior, siendo del 17%, mientras que el diseño continúa siendo altamente compacto (el ancho total del sustrato es menor que $\lambda_0/2$). Como la antena presentada en [47], resulta fácil de construir dado que es de naturaleza monocapa. Un esquema de dicha antena se puede observar en la figura 3.4. En dicha figura se aprecia la antena consistente en un dipolo impreso alimentado, y un dipolo director. El primero se alimenta a través de la transición microstrip-CPS como se anunciaba anteriormente. En este caso, dicha transición funciona a modo de balun. La transición se lleva a cabo diseñando una unión T adaptada y retrasando una rama media longitud de onda.

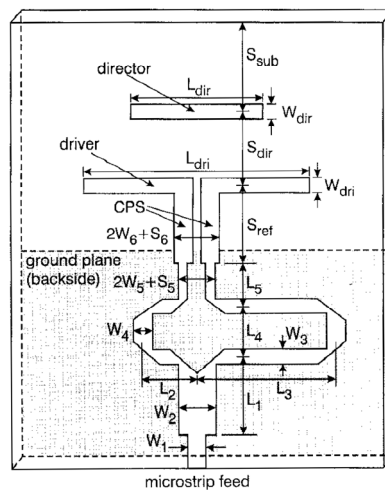


Figura 3.4. Esquema de una antena Quasi-Yagi construida mediante una transición CPS. Figura extraída de [45].

Esta antena dispone de radiación en la dirección endfire. El array Yagi-Uda presentado, dispone el dipolo alimentado y el director en el mismo plano, sobre un sustrato de alta constante dieléctrica, lo que ayuda a dirigir la onda superficial creada en la dirección endfire. Además, el plano de masa de la línea del puerto de alimentación ayuda a reducir la radiación trasera. Como

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

resultado, se obtiene una antena con, relativa, alta directividad y ganancia, con un amplio ancho de banda.

La única característica especial de esta antena con respecto a la vista en [47], es el plano de masa truncado en la otra cara del sustrato. Dicho plano de masa, actúa como reflector para la antena Yagi-Uda. Esto da lugar a una estructura muy simple y compacta, que podría ser integrada fácilmente en cualquier dispositivo RF. De hecho, el prototipo construido en [45] tiene una anchura menor, que media longitud de onda del vacío, lo cual es una característica especial muy importante si tenemos en cuenta la necesidad de compactación que tienen dichos dispositivos de RF.

En cuanto al diseño de esta antena, resulta una buena idea partir de las bases conocidas de una antena Yagi-Uda convencional, al igual que se vio en el modelo anterior. Así, un buen punto de inicio, puede ser aproximar la longitud del director por el estándar de la Yagi-Uda. Una vez hecho esto, se puede encontrar la longitud óptima del mismo, así como su separación del dipolo alimentado mediante un análisis de onda completa. Probablemente, la opción más sencilla en este caso, sea acudir a simulaciones que nos den el parámetro de reflexión a la entrada, así como los datos del patrón de radiación y la directividad de dicha antena. Con dichas simulaciones, se llevaría entonces a cabo un trabajo de optimización de la antena.

Los resultados obtenidos con esta antena se pueden observar en la figura 3.5 y en la 3.6. Vemos que el amplio ancho de banda conseguido, así como el patrón de radiación para las diferentes polarizaciones de la antena.

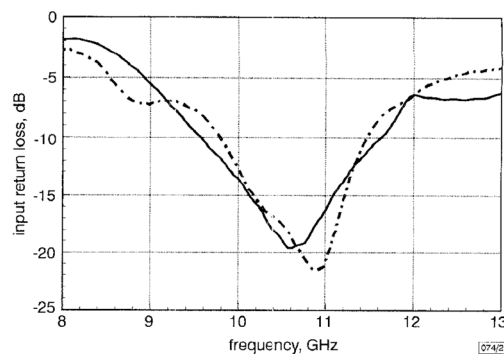


Figura 3.5. Parámetro de reflexión a la entrada. En línea continua datos simulados, en línea punteada, datos medidos. Figura obtenida de [45].

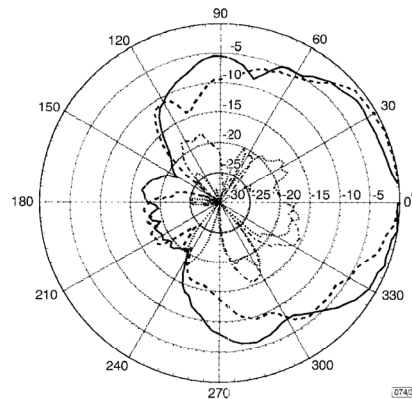


Fig. 3 Measured radiation patterns of X-band prototype quasi-Yagi antenna

— H-plane, co-polarisation
- - - E-plane, co-polarisation
... H-plane, cross-polarisation
- . - E-plane, cross-polarisation

Figura 3.6 patrón de radiación de la antena para polarizaciones plano E y plano H.

En otros desarrollos [48] se han hecho mejores optimizaciones de esta antena, profundizando en sus capacidades. Así, se ha demostrado que dicha antena, puede llegar a tener un ancho de banda muy extenso (48%) con una ROE < 2, 12dB de relación F/B, una eficiencia del 93% y una ganancia de entre 3 y 5dB en el rango de frecuencias (8 – 12GHz). También en el mismo artículo, se desarrolla otro diseño en el cual se prioriza la directividad, consiguiendo una ganancia de entre 5 y 7dB, una ROE < 2 pero con un ancho de banda mucho menor (13%). Esto demuestra la capacidad de esta estructura para ofrecer buenos parámetros de radiación. Se ha de llegar, pues, a un compromiso en función de las características requeridas para dicha antena. Además, dicha antena podría a su vez formar parte de un array para conseguir incrementar su ganancia sin modificar en exceso el valor de su ancho de banda. No se debe olvidar que esta antena Yagi-Uda está construida sobre un sustrato con una elevada permitividad, con lo que se consigue que su diseño sea bastante compacto, por lo que resulta muy interesante una antena con un tamaño menor que media longitud de onda en el vacío a la frecuencia de trabajo, con un ancho de banda tan elevado.

En [49] se realiza un estudio del comportamiento de esta estructura cuando se le añaden más elementos directores. Para ello, se parte de la estructura hasta ahora expuesta con un solo dipolo director. Se parte de un diseño en el que se quiere maximizar la directividad, sin sacrificar el comportamiento de banda ancha (>20%). A partir de aquí se analizan los factores más importantes que afectarán a la hora de añadir más directores a la antena. Son los siguientes:

Longitud de los directores: En este diseño, se presuponen todos los directores de igual longitud. La optimización parte de un elemento director separado una distancia de 0.2λ del dipolo alimentado (distancia arbitraria inicialmente). Así, la longitud de este elemento varía en un rango de $0.12\lambda_0$ a $0.36\lambda_0$, simulando el comportamiento de la antena en cada caso. De dichas simulaciones, se encuentra que el ancho de banda de la antena es independiente de la longitud del director. Los diagramas de radiación en el plano E y plano H modifican el ancho de haz,

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

reduciéndolo a medida que se incrementa la longitud. Con una longitud de $0.28\lambda_0$, la relación F/B alcanza su máximo, por lo que dicho valor nos indica la longitud óptima de los dipolos directores. Si seguimos incrementando la longitud, dicho director empieza a comportarse como reflector y como consecuencia, la radiación trasera se vuelve más importante. En la figura 3.7 podemos ver dichos resultados.

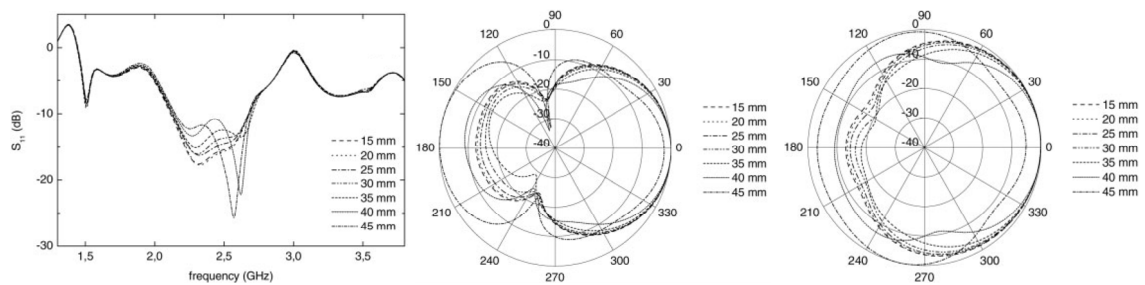


Figura 3.7. Parámetro de reflexión de la antena, diagrama de radiación plano E, y diagrama de radiación plano H. Figura extraída de [49].

Separación del director: Para este diseño, se ha considerado que la separación entre directores sea una constante. Se parte de la antena con un director de longitud $0.24\lambda_0$, y se varía la distancia al dipolo alimentado en un rango entre $0.08\lambda_0$ y $0.32\lambda_0$. En este caso, debido a que se reducen los efectos de acoplamiento, la adaptación mejorará conforme se incremente la distancia. En cuanto al patrón de radiación, el plano E no sufre grandes variaciones con la distancia del director. Con respecto al plano H, la mayor directividad se da para una distancia de $0.2\lambda_0$, por lo que ésta será la distancia óptima. En la figura 3.8 observamos nuevamente los parámetros obtenidos.

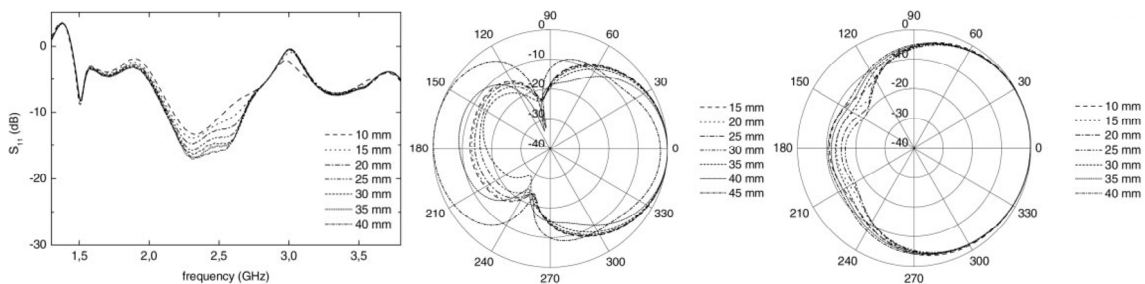


Figura 3.8. Parámetro de reflexión de la antena, diagrama de radiación plano E, y diagrama de radiación plano H. Figura extraída de [49].

Número de directores: Una vez que tenemos seleccionadas tanto la longitud de los directores como la distancia entre éstos, el siguiente paso es analizar el efecto que sobre la directividad tiene la adición de más dipolos directores. De los resultados obtenidos, se extrae que el ancho de banda de la antena varía ligeramente con el número de directores. Lo más importante es que el diagrama de radiación de la antena en ambos planos (E y H) se hace más estrecho conforme aumenta el número de directores, mejorando por tanto sus características de la antena. Se muestran dichos resultados en la figura 3.9.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

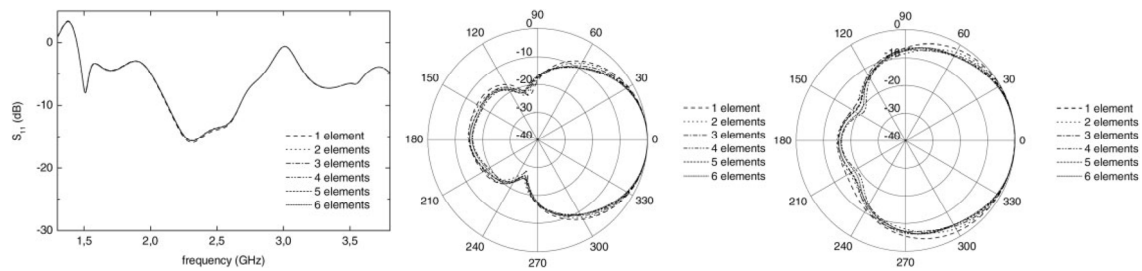


Figura 3.9. Parámetro de reflexión de la antena, diagrama de radiación plano E, y diagrama de radiación plano H. Figura extraída de [49].

Del análisis expuesto, se demuestra que esta antena es susceptible de presentar mejoras en su funcionamiento mediante la adición de elementos directores adicionales. Así, como resultados finales, se obtuvo una ganancia de 6dB para un modelo de un director, 8 dB de ganancia para otro modelo con 4 directores, y 8.7dB de ganancia con 6 directores. Dichos valores fueron obtenidos mediante simulación. Los datos obtenidos de los modelos construidos muestran una ganancia inferior (2,4 y 5.5dBi para 1, 4 y 6 directores respectivamente). En [49] se analiza que la principal razón existente para dicha diferencia es el sustrato, el cual tiene elevadas pérdidas. Para demostrarlo, se construyó otro modelo, con un solo director, sobre un sustrato de bajas pérdidas, con una constante dieléctrica correspondiente de 3.2. Para dicho modelo, la ganancia medida fue de 4dBi. Esto significa que las pérdidas por el dieléctrico son aproximadamente 2dB. Por lo tanto, las diferencias en las ganancias quedan explicadas en parte por este hecho.

3.3.3. Yagi-Uda impresa bipodal

Los diseños expuestos anteriormente, presentan una mayor complejidad al estar basados en la adición de una línea CPS, con una estructura que permite desfazar un brazo media longitud de onda frente al otro brazo. Este mecanismo de alimentación tiene la ventaja de conseguir que la antena esté situada en una cara del sustrato, mientras que en la otra, se sitúa el plano de masa, actuando en este caso como reflector. Como contrapartida, dicha estructura proporciona un estrecho ancho de banda para el desfase entre ambas líneas de alimentación, lo que limitará el ancho de banda de la antena, a la vez que se crea una condición de desbalance de la antena. Esto último afectará al patrón de radiación. En [50] se propone un modelo modificado de esta antena, en el que se intenta solucionar el problema del ancho de banda usando una alimentación antipodal.

La antena propuesta en [50] se construye sobre un dieléctrico con alta permitividad eléctrica ($\epsilon_r=10.2$). La estructura de alimentación consiste en una línea microstrip que sirve de transición a una línea de transmisión formada por dos líneas paralelas. Una cara del sustrato consiste en una línea microstrip, una de las líneas paralelas, un brazo del dipolo impreso alimentado de la antena, y el elemento director. La otra cara del sustrato está compuesta por el

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

plano de masa truncado, la otra línea paralela y el segundo brazo del dipolo impreso alimentado en la dirección opuesta. La línea microstrip se diseña de forma que su impedancia característica sea de 50Ω , mientras que las líneas paralelas, tienen una impedancia de 80Ω . Este último valor responde a razones de optimización. El director está impreso en una de las caras del sustrato. El plano de masa truncado que está impreso en la cara opuesta actúa como reflector en el array. Usando esta estructura, los parámetros iniciales pueden ser escogidos de forma sencilla. La longitud del dipolo alimentado sería aproximadamente de media longitud de onda guiada. La longitud de las líneas paralelas, será aproximadamente de $3\lambda_g/4$. El modelo propuesto se muestra en la figura 3.10.

Las líneas paralelas son diseñadas para conformar una línea de transformación de impedancias entre la línea microstrip y el dipolo alimentado. Dicha línea está diseñada para operar en el modo impar en toda la banda de frecuencias. Usando esta estructura simplificada para la alimentación, la longitud de la línea de alimentación y, por lo tanto, las pérdidas de radiación se reducen en comparación con los diseños expuestos anteriormente. Esta red de alimentación no requiere tampoco de ningún dispositivo adicional, tal como una unión T, divisores de potencia ni CPS. Por lo tanto, este diseño posee también la ventaja de ofrecer una importante simplificación de diseño frente a los diseños anteriores.

En [50], se indica que el diseño expuesto no ha sido objeto de una exhaustiva optimización, por lo que podría ser susceptible de mostrar mejores resultados finales. Aun así, se logró un ancho de banda del 40%, como se puede apreciar en la figura 3.12. El nivel de polarización cruzada está 20dB por debajo de la componente copolar, y muestra una relación F/B de 15dB. Como se puede apreciar, se consigue un gran ancho de banda y unos buenos datos de radiación. Como inconveniente, dicho modelo tiene una baja directividad, como se puede deducir de los diagramas de radiación mostrados en la figura 3.11.

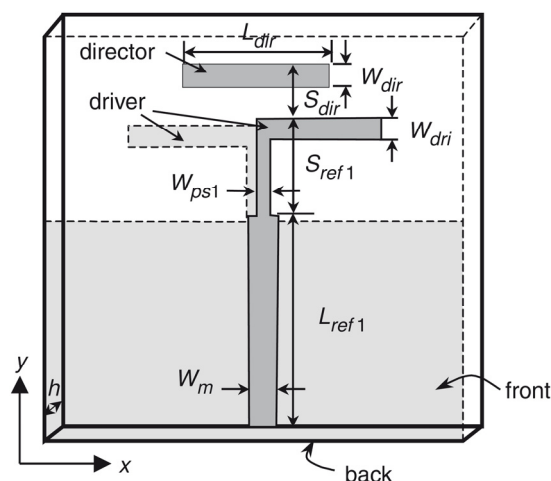


Figura 3.10 Esquema de la antena Yagi-Uda impresa bicapa. Figura extraída de [50].

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

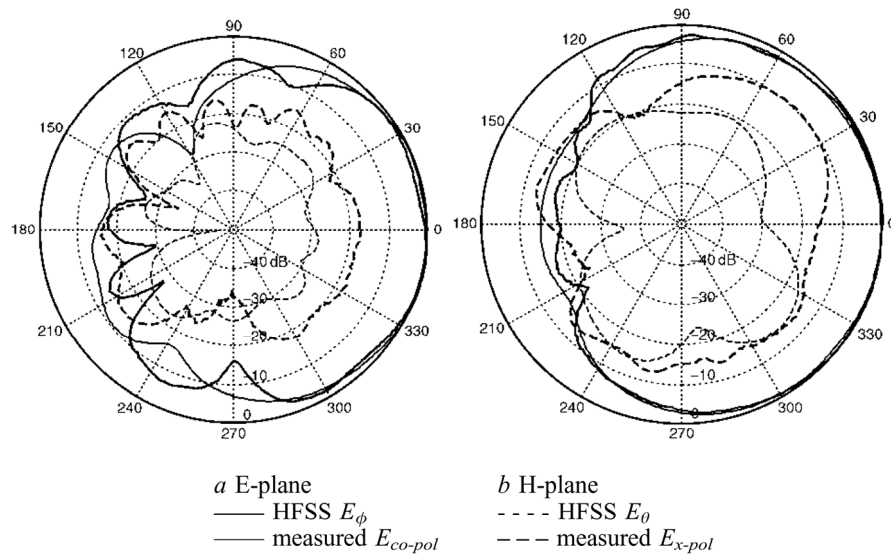


Figura 3.11. Diagrama de radiación de la antena Yagi-Uda impresa a 10GHz. Figura extraída de [50].

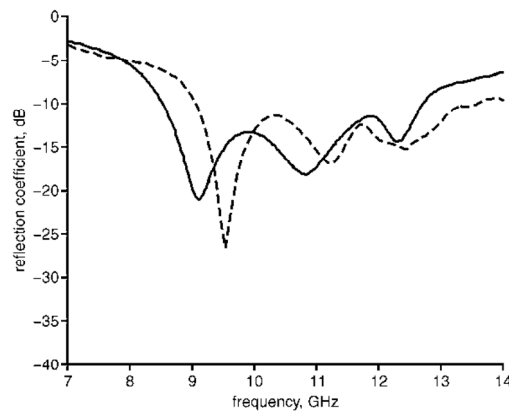


Figura 3.12. Parámetro de reflexión de la antena Yagi-Uda impresa. En línea continua se representa el parámetro obtenido mediante simulaciones, mientras que en línea discontinua, se representa el parámetro medido de la antena. Figura extraída de [50].

El tamaño total del sustrato en esta antena es de $2\lambda_0 \times \lambda_0$, por lo que dicha antena mantiene unas muy buenas características de tamaño aunque muestra un ancho superior al de los modelos presentados que hacen uso del balun. De todas formas, podría resultar factible optimizar dicho modelo a tenor de lo expuesto en [50], pudiendo conseguir quizá un menor tamaño de la antena o una mayor directividad, aunque probablemente este tipo de mejoras traigan consigo una pérdida en el ancho de banda u otros parámetros de radiación de la antena.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Como se ha podido apreciar en los anteriores modelos, el diseño de una Yagi-Uda impresa, implica un compromiso entre ancho de banda, ganancia y relación F/B. Dicho compromiso implica que para mejorar alguno de dichos parámetros, inevitablemente, debemos aceptar la pérdida en alguno de los otros. Como hemos visto, los desarrollos se han centrado en mejorar las líneas de alimentación. Es decir, en ofrecer un buen ancho de banda de la antena.

En [51], nos encontramos con un diseño que posee varios elementos reflectores, con lo cual, se consigue mejorar la relación F/B mejorando así las características de radiación de la antena. En dicho artículo, se presenta primero un modelo con un solo dipolo reflector. Esta antena, se diseña de tal forma que, manteniendo la ganancia en un nivel aceptable, se consiga la máxima relación F/B como sea posible. Una vez hecho esto, se diseña otro modelo en el cual se introducen varios dipolos reflectores. Se encuentra así que la relación F/B puede mejorarse en gran medida mientras que la ganancia permanece inalterada.

El diseño original, que se puede observar en la figura 3.13, se compone de un plano de masa truncado como reflector. Los parámetros obtenidos para dicho modelo fueron una ganancia de 8.9dB y una relación F/B de 12.7dB. La adaptación de impedancias se obtiene a través del *taper* en la línea de alimentación hacia el dipolo alimentado. El plano de masa, como se ha dicho antes, actúa como reflector de la antena. Lo interesante es que en las simulaciones se observa como las corrientes en el reflector se distribuyen principalmente en los bordes de dicho plano de masa. Especialmente, las corrientes se distribuyen en los bordes paralelos más cercanos al dipolo alimentado. En la figura 3.13, se correspondería con el lado delimitado por los puntos *m*, *l* y *q*. Así, la anchura del plano de masa (distancia entre los puntos *m* y *n* en 3.13) no debiera afectar de forma significativa el funcionamiento de dicha antena. Así, el plano de masa se ve reducido a uno o varios dipolos finos. Para el caso de un solo dipolo reflector (figura 3.14 a)), la ganancia simulada fue de 8.7dB, y la relación F/B de 10dB. Vemos como la ganancia se mantiene prácticamente constante, mientras que la relación F/B se ha reducido al reducir la anchura del plano de masa. Además, tras un trabajo de optimización, se llegó a la conclusión de que para aumentar la relación F/B en ambos diseños (plano de masa gordo y fino), hay que sacrificar el parámetro de ganancia.

Por esta razón, se propone otro diseño, el cual propone un reflector formado por varios dipolos paralelos. Dicho diseño se muestra en la figura 3.14 b). Se constató que si se disponen más de dos dipolos reflectores, dichos dipolos no están muy próximos unos de otros, tan solo aquel más próximo al dipolo alimentado podrá actuar como reflector de forma efectiva. Así, para el diseño expuesto en [51], se situaron próximos entre sí. Los resultados obtenidos para dicha antena muestran una importante mejora en la relación F/B, la cual pasa a ser de 20.9dB, mientras que la ganancia de la antena continúa inalterada (9dB). Para conseguir adaptación de impedancias, se tuvo que reducir ligeramente la longitud de los dipolos añadidos, como se observa en la figura 3.14.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

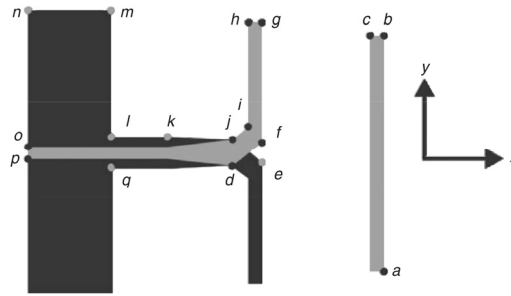


Figura 3.13. Esquema de la antena Yagi-Uda impresa con plano de masa truncado. Figura extraída de [51].

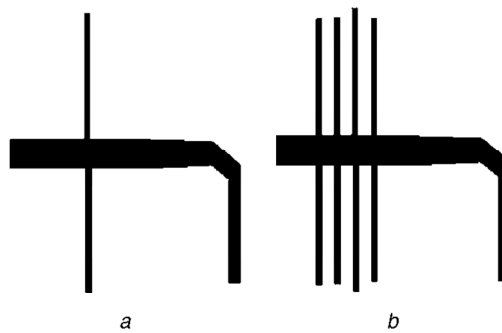


Figura 3.14. Esquema de las antenas propuestas. La figura a) muestra un solo dipolo reflector, mientras que en la b) se nos muestran 4 dipolos reflectores, siendo éstos de diferente tamaño para conseguir adaptación de impedancias. Figura extraída de [51].

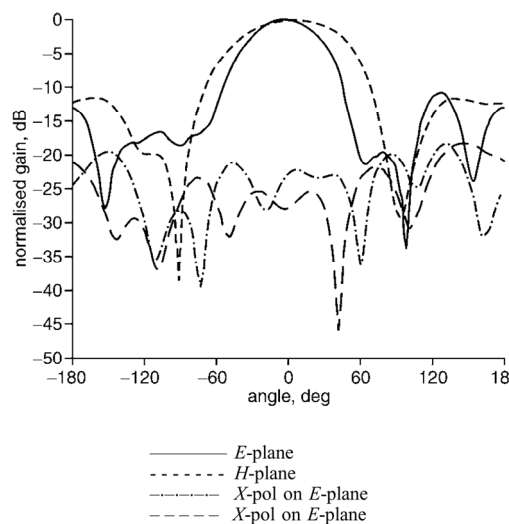


Figura 3.15. Diagrama de radiación de la antena Yagi-Uda impresa con un dipolo fino como elemento reflector. Figura extraída de [51].

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

En las siguientes figuras, se muestran las medidas de los diagramas de radiación obtenidas de la antena. En la figura 3.15, se observa el patrón de la antena representada en 3.14 a), mientras que en la figura 3.16 se observa el diagrama de la antena 3.14 b).

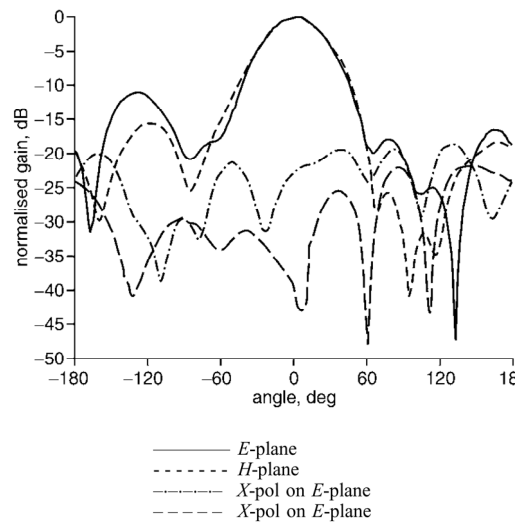


Figura 3.16. Diagrama de radiación de la antena Yagi-Uda impresa con cuatro dipolos como elemento reflector. Figura extraída de [51].

Como podemos observar en los diagramas anteriores, dicha antena posee mejor relación F/B, no modificándose en exceso el diagrama de radiación. Por lo tanto, con este esquema se consiguen mejoras en las características de la antena construida.

4. YAGI-UDA IMPRESA CARGADA CON PARTÍCULAS METAMATERIALES

En el capítulo anterior, se han presentado diversos modelos de antenas Yagi-Uda contruidos en tecnología impresa, junto con diversas modificaciones de dichos modelos que les confieren ciertas características de radiación. Dichas características, a menudo, se consiguen a costa de perjudicar otros parámetros de la antena. En otros casos expuestos, una modificación de la estructura básica, puede proporcionar ciertas mejoras sin comprometer en exceso los demás parámetros de la antena. Anteriormente, también, se habían presentado las estructuras metamateriales, y las especiales características que éstas les confieren a los dispositivos que las integran. Entre dichas características se encuentran la miniaturización y el comportamiento multi-frecuencia.

En este capítulo, se van a desarrollar antenas Yagi-Uda impresas, las cuales estarán cargadas con partículas metamateriales, con el fin de estudiar las propiedades adicionales que podemos obtener en una antena impresa. Cabe mencionar, que en todos los diseños que se van a desarrollar, las medidas indicadas se dan en milímetros.

4.1. Yagi-Uda impresa bipodal

Se procederá, inicialmente, al diseño de la antena impresa convencional, llegando a un compromiso entre ancho de banda y ganancia. Dicha antena, se tomará como punto de partida para analizar los efectos que las partículas metamateriales tienen sobre ella. El modelo de antena es similar al estudiado en el capítulo 3, y que se presenta en [50]. Dicho modelo, se basa en una antena Yagi-Uda impresa, en la que en cada una de las caras del sustrato se ubica un brazo del dipolo alimentado. El plano de masa situado en la parte trasera de la antena, actuará como reflector. En el modelo diseñado, se utiliza una antena con dos elementos directores. La razón de no utilizar más elementos directores es la reducción de tiempo de optimización de la antena. Pero como se demostró en el capítulo 3, la estructura propuesta es susceptible de incrementar la ganancia del dispositivo mediante la adición de dipolos directores adicionales. La frecuencia central de la antena se sitúa en 2.45GHz. Dicha banda de frecuencias puede ser utilizada en multitud de aplicaciones como WIMAX, Bluetooth, Zig-Bee, etc. por lo que el diseño podría resultar de utilidad en aplicaciones inalámbricas. En la figura 4.1 se muestra el esquema de la antena diseñada. Se recuerda que las dimensiones de la misma vienen dadas en milímetros. La antena se imprime sobre un sustrato FR4 de permitividad eléctrica de 4.5. Dicho sustrato no es de bajas pérdidas a la frecuencia de trabajo, por lo que dichas pérdidas han sido tenidas en cuenta durante el proceso de optimización de la antena. El tamaño de la antena resulta algo mayor que los presentados en el capítulo anterior. La razón principal de dicho aumento de tamaño (relativo a la frecuencia de trabajo), es la utilización de un dieléctrico de relativamente baja permitividad eléctrica. En cualquier caso, su tamaño sigue siendo contenido (las

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

dimensiones del dieléctrico son $0.6\lambda_0 \times 1.1\lambda_0$), por lo que sigue manteniendo unas características físicas interesantes.

La alimentación de la antena se realiza por vía conector SMA. Recordemos que dicha configuración resulta sencilla de adaptar y fabricar, teniendo una contrapartida en el ancho de banda de la antena, que será más estrecho que si se hubiese alimentado por otros métodos.

Dicha antena fue diseñada y simulada completamente en CST Microwave Studio 2008. El proceso de optimización fue similar al presentado en el capítulo anterior. Inicialmente, la longitud del dipolo alimentado se puso en $\lambda/2$. A partir de ese punto, se realizaron una serie de simulaciones hasta conseguir el mejor comportamiento (siempre llegando a un compromiso entre ganancia y ancho de banda de la antena). En este punto, se valoró la posibilidad de añadir dipolos directores adicionales a la estructura, decidiendo, finalmente, que estaría compuesta por dos dipolos directores. Nuevamente, se retomó el proceso de optimización, ya con la estructura completa, donde también fue variada la longitud del dipolo alimentado. Esto fue así, dado que la modificación de algunos factores afectó al funcionamiento de la antena, con respecto a la versión de un solo director.

4.1.1 Diseño

El resultado de las simulaciones de la antena se presenta en las figuras 4.2 y 4.3. En 4.2 podemos ver el parámetro $|S_{11}|$ de la antena. Como se ha indicado, esta antena presenta una frecuencia central de 2.45GHz, cubriendo la banda ISM centrada en dicha frecuencia (2.4GHz-2.5GHz). Se aprecia que dicha antena tiene un ancho de banda del 18%, cercano al 20% que obtuvieron en los artículos expuestos. La adaptación de la antena es correcta, llegando a valer el coeficiente de reflexión -19.5dB.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

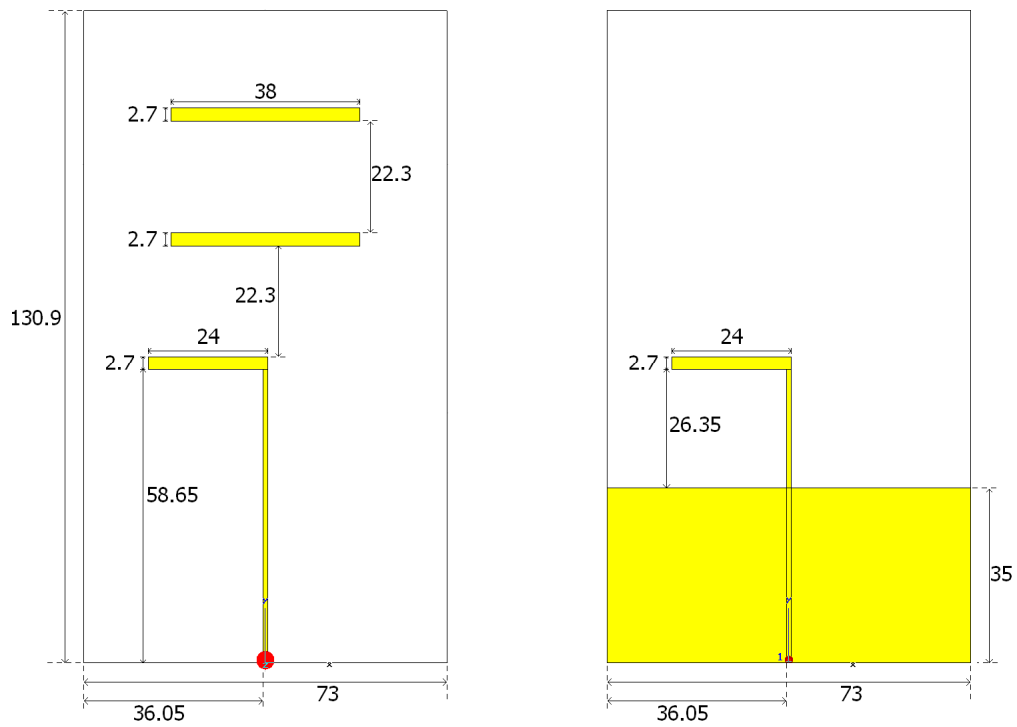


Figura 4.1. Esquema de ambas caras de la antena Yagi-Uda plana diseñada.

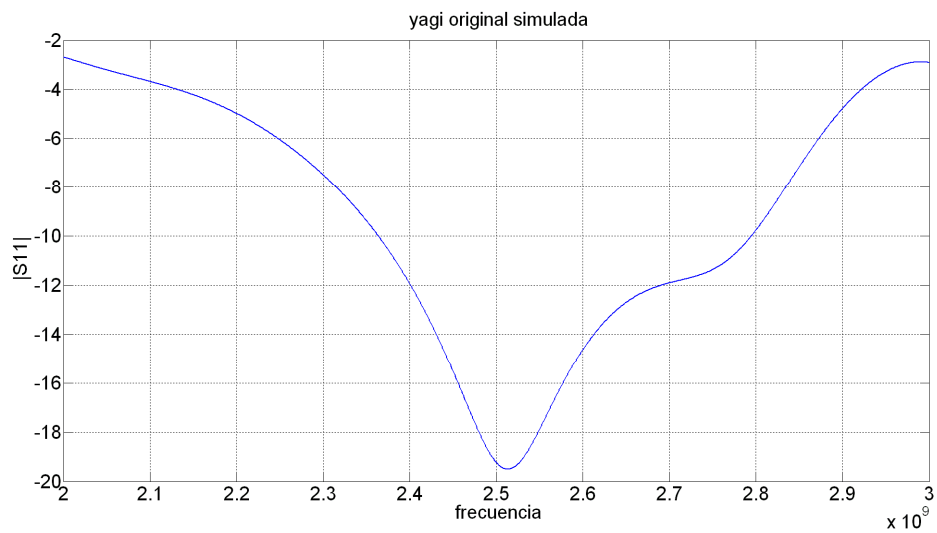


Figura 4.2. Parámetro de reflexión de la antena Yagi-Uda plana diseñada.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

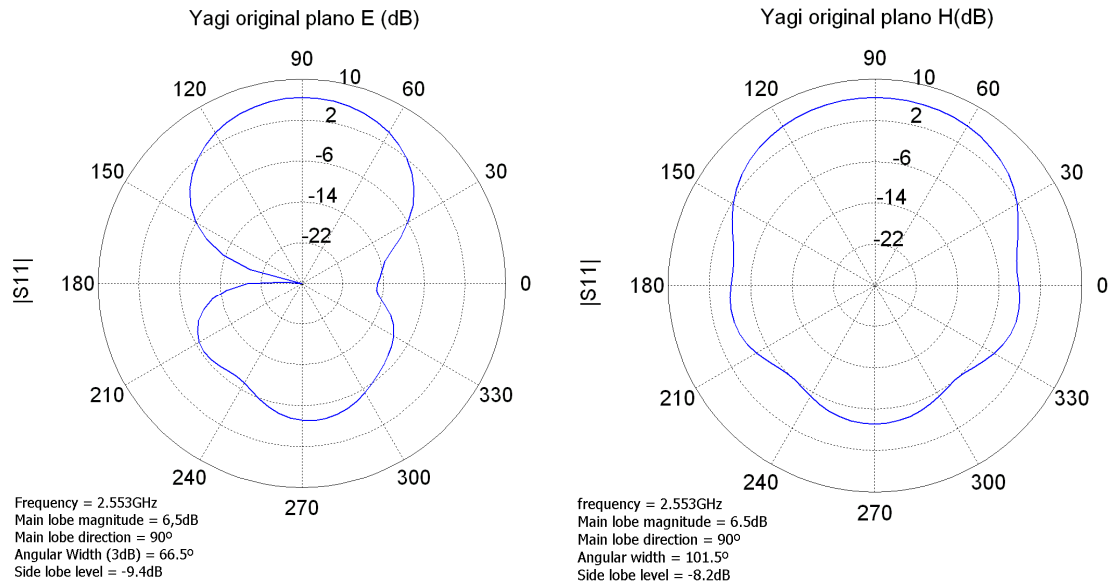


Figura 4.3. Diagrama de radiación de la antena Yagi-Uda diseñada. A) Plano E. B) Plano H.

En cuanto al diagrama de radiación de la antena, vemos por las figuras 4.3 y 4.4 que dispone de una ganancia de 6.46dB. Dicho valor, es acorde con los valores obtenidos en los desarrollos presentados en el anterior capítulo. En la figura 4.3, podemos ver cortes de dicho diagrama de radiación de los planos E y H. La antena está orientada según el eje X, situada en el plano XY. El valor obtenido de la eficiencia en las simulaciones está relacionado con las pérdidas introducidas en el dieléctrico (recordemos que para la antena construida se usará un sustrato FR4 con pérdidas), por lo que dicho valor es comprensible. La relación de nivel lóbulo principal-secundario toma un valor máximo en el plano E de 9.4dB, que se corresponde prácticamente con la relación F/B, dado que en este caso, y como se aprecia en la figura 4.3 a), el mayor de los lóbulos secundarios es el que apunta en la dirección trasera. El valor conseguido se acerca a los 10dB que aproximadamente se conseguían en los esquemas que se presentaron anteriormente. La ganancia de la antena es de 6.4dB. Si observamos los datos que se obtuvieron en el estudio de adición de directores a una antena Yagi-Uda impresa, vemos que dicho valor resulta lógico, si se cuenta con las pérdidas del dieléctrico simuladas, las cuales tienen efecto directo en la eficiencia de la antena, que resulta ser de aproximadamente 0.8.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

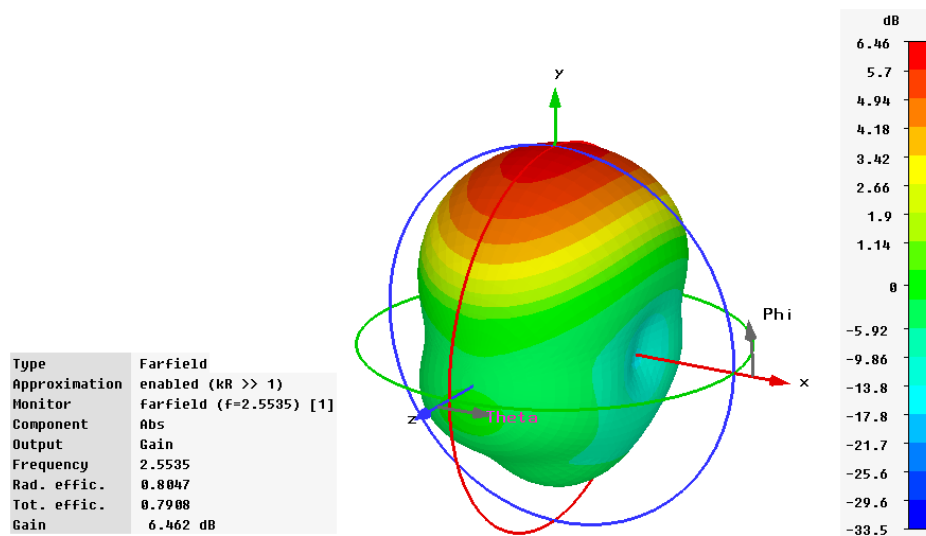


Figura 4.4. Diagrama de radiación tridimensional de la antena Yagi-Uda diseñada.

En la figura 4.5, se adjunta un interesante esquema de corrientes en la antena. En él se observa claramente la ausencia prácticamente total de corrientes en el interior del reflector. Este hecho fue descrito en el apartado 3, y sirvió como base para realizar un modelo de antena con varios reflectores. En nuestro caso, no se adoptó esta mejora, aunque resulta interesante observar su funcionamiento. También podemos apreciar el acoplo de corrientes en los dipolos directores. Dicho acoplamiento va decayendo a medida que se incrementa la distancia del director con respecto al dipolo alimentado. En la figura 4.5 se puede apreciar que existe acoplo de energía en ambos directores. Como se vio en el capítulo 3, dicho acoplo podría deberse más al efecto de ondas superficiales en el sustrato que a efectos de ondas radiadas. Debido a esto, la distancia entre los directores debe ser reducida. En la antena diseñada, la distancia entre los directores es de $0.21\lambda_0$. Dicha distancia es menor que la indicada en el capítulo 3 ($0.3\lambda_0$), lo cual asegura el buen acoplo de energía a través del sustrato. La alimentación de la antena se hace a través de un conector SMA soldado en la línea de alimentación, cerca del borde del sustrato, como se observa en la figura 4.1. Dicha estructura de alimentación tiene como ventajas ser de fácil fabricación y adaptación, muestra un bajo nivel de radiación de espúreos. Como desventaja principal, nos encontramos con una limitación en el ancho de banda de la antena. Así pues, se puede pensar que el 18% de ancho de banda de la antena esté en cierta medida limitado por este factor, aunque como se indicó al principio de este capítulo, resulta un ancho de banda coherente por lo conseguido en otros desarrollos.

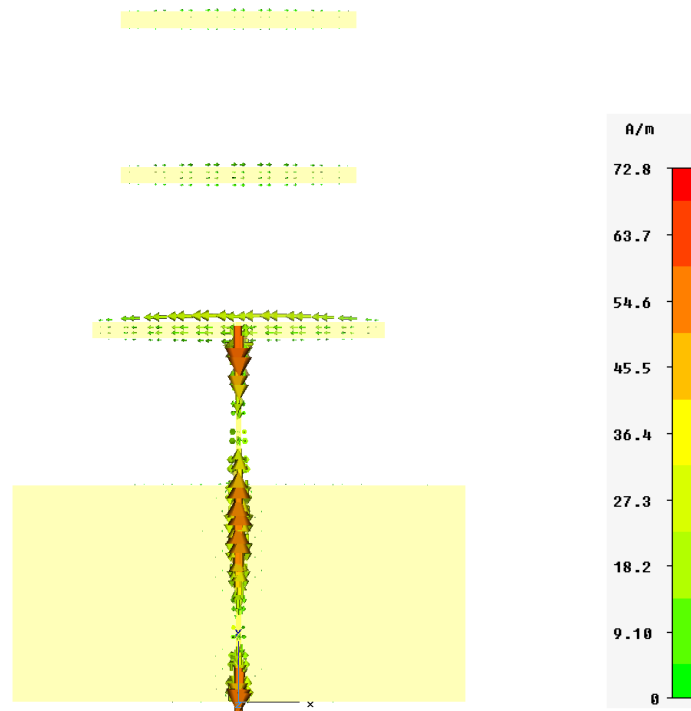


Figura 4.5. Esquema de la densidad de corriente de la antena Yagi-Uda diseñada.

4.1.2. Medidas del prototipo construido

Así, el modelo diseñado, fue construido. En la figura 4.6 se adjunta una imagen de la antena, por ambas caras del sustrato.

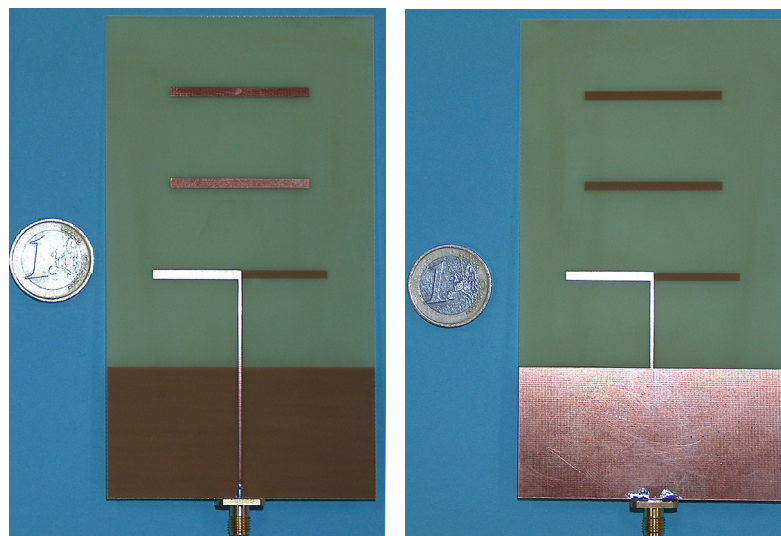


Figura 4.6. Imagen de la antena Yagi-Uda impresa convencional. A) cara frontal. B) Cara inversa.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

La antena resultante se midió en reflexión mediante un analizador de redes Agilent. Los resultados obtenidos mediante el analizador fueron procesados mediante Matlab, con el fin de comparar los datos obtenidos en la medición de las antenas con los obtenidos mediante las simulaciones con CST. En la figura 4.7 se muestran el parámetro de reflexión obtenido de la antena Yagi-Uda convencional construida, comparado con la simulación que se hizo de dicha antena. Como se puede apreciar, el resultado obtenido coincide en gran medida con el esperado, salvo por una ligera desviación hacia frecuencias altas. La adaptación de la antena es correcta, llegando a los -14.4dB. La frecuencia central de la antena es de 2.68GHz. El ancho de banda es de aproximadamente el 14.2%, ligeramente inferior al 18% obtenido en simulación para la misma antena. Vemos por tanto que los resultados coinciden en gran medida con lo esperado.

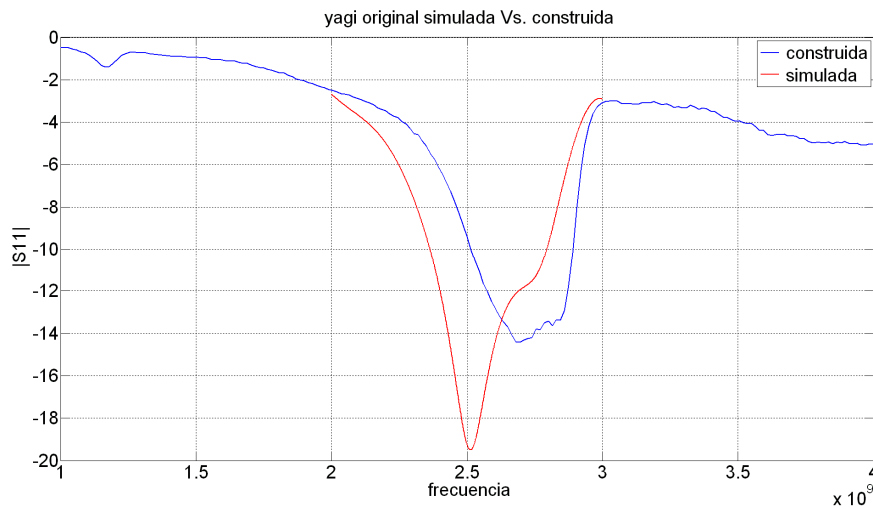


Figura 4.7. Parámetro de reflexión de la antena Yagi-Uda convencional construida (azul) frente a la simulada (rojo).

4.2. Yagi-Uda impresa con metamateriales

Así pues, se ha presentado la antena Yagi-Uda impresa convencional que se utilizará como referencia en nuestro estudio sobre el efecto de los metamateriales en este tipo de antenas. En lo que sigue, modificaremos la estructura de la antena propuesta, cargándola con estructuras metamateriales (SRR) con el objetivo de dotarla de características multi-frecuencia, a la vez que se consigue un efecto de miniaturización.

4.2.1 Diseño de los SRR

El primer paso es escoger la frecuencia de resonancia de los SRR, para poder determinar las dimensiones físicas de dichas partículas. En nuestro caso, se escogió la frecuencia de

3.1GHz. Ahora, es necesario obtener el aspecto final que tendrá la estructura SRR de la antenna. Para ello, se hace uso de la teoría expuesta en [18]. Sabemos que existen un gran número de métodos que nos permiten el cálculo de la capacidad existente entre los anillos de un SRR. Para los propósitos de este proyecto, se asume que las expresiones cerradas para dicha capacidad recogidas en [52] proporcionarán suficiente precisión. Dichos cálculos desprecian la curvatura de las líneas que componen los anillos. Así, el cálculo de la capacidad se efectúa de la siguiente forma:

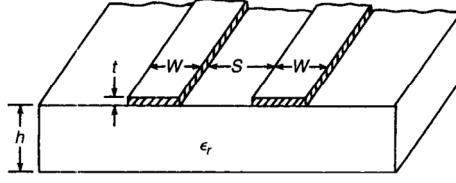


Figura 4.8. Esquema de línea coplanar. Figura extraída de [52].

$$k = \frac{a}{b}, \quad a = \frac{S}{2}, \quad b = \frac{S}{2} + W \quad (4.1)$$

$$k_1 = \frac{\sinh(\pi a/2h)}{\sinh(\pi b/2h)} \quad (4.2)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}, \quad k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (4.3)$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} & \text{para } 0 \leq k \leq 0.7 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) & \text{para } 0.7 \leq k \leq 1 \end{cases} \quad (4.4)$$

$$\frac{K_1(k)}{K_1'(k)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k_1'}}{1 - \sqrt{k_1'}} \right) \right]^{-1} & \text{para } 0 \leq k_1 \leq 0.7 \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k_1}}{1 - \sqrt{k_1}} \right) & \text{para } 0.7 \leq k_1 \leq 1 \end{cases} \quad (4.5)$$

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

$$\varepsilon_e = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k')}{K(k)} \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \quad (4.6)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}} \frac{K(k)}{K(k')} \quad (4.6)$$

$$C = \frac{\sqrt{\varepsilon_e}}{cZ_0} \left(\pi \cdot \frac{r_0}{2} \right) \quad (4.7)$$

Donde:

$$r_0 = r_{\text{ext}} - W - S/2 \quad (4.8)$$

Siendo r_{ext} el mayor radio del SRR.

Ahora se debe calcular la inductancia equivalente del SRR. Para ello, en [18] encontramos una buena aproximación. Se puede asumir que la inductancia total de los SRR se puede aproximar por la inductancia de un único anillo, cuyo radio medio es la media de los radios del SRR considerado, y cuya anchura sea igual a la anchura del anillo original. La inductancia puede ser calculada mediante la relación:

$$L = 2 \frac{U_M}{I^2} \quad (4.9)$$

Donde U_M es la energía magnetostática e I es la corriente total circulando por el anillo. Así, resolviendo en el dominio de Fourier-Bessel, se puede obtener:

$$L = \frac{\mu_0 \pi^2}{I^2} \int_0^\infty [\tilde{I}(k)]^2 k^2 dk \quad (4.10)$$

Donde $\tilde{I}(k)$ es la transformada de Fourier-Bessel (Hankel) de la función de corriente que circula a través del anillo, definida por:

$$I(r) = \int_0^\infty J_{s,\phi}(r') dr' \quad (4.11)$$

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Donde $J_{s,\phi}$ es la densidad de corriente superficial en el anillo. En la práctica, para realizar los cálculos, se asume que dicha densidad de corriente superficial es constante a lo largo de anillo y se define como:

$$J_{s,\phi} = \begin{cases} \frac{I}{C} & \text{for } r_0 - \frac{c}{2} < r < r_0 + \frac{c}{2} \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (4.12)$$

Esta aproximación proporciona un valor razonablemente bueno de L . Para llevar a cabo la integral 4.10, se deben recurrir a métodos numéricos. Así, la inductancia se calcula finalmente como:

$$L = \frac{\mu_0 \pi^3}{4c^2} \int_0^\infty \frac{1}{k^2} [bB(kb) - aB(ka)]^2 dk \quad (4.13)$$

Donde:

$$a = r_0 - \frac{c}{2}, \quad b = r_0 + \frac{c}{2} \quad (4.14)$$

$$B(k) = S_0(k)J_1(k) - S_1(k)J_0(k) \quad (4.15)$$

Donde S_n y J_n son las funciones de Struve y Bessel de de orden n respectivamente.

Así, se ha llegado a una expresión integral que puede ser evaluada de forma numérica. En este proyecto se ha implementado un sencillo programa de MATLAB que implementa dicha funcionalidad. Dicho programa utiliza el método de Romberg para la integración numérica por ser un método eficiente y relativamente sencillo de implementar (Ver apéndice 1).

Así, ya podemos calcular el tamaño de los SRR: Para ello, escogeremos algunos parámetros y dejaremos como variable el radio exterior del SRR. Así, se escoge que el ancho de las líneas del SRR sea de 0.4mm, que la distancia entre líneas sea de 0.2mm. Recordando que el espesor del sustrato es de 0.5mm y que su permitividad relativa es de 4.5, nos queda que para la frecuencia de 3.1GHz, el radio exterior debe ser de 3.439mm.

Se ha de hacer notar que inicialmente se diseñaron los SRR de manera que fuesen anillos circulares, como los mostrados en la figura 2.5. Con esta estructura cargando la antena Yagi-Uda diseñada, la adaptación de la misma no mostró un comportamiento óptimo. Esto es debido

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

a que la superficie enfrentada con el dipolo alimentado con polarización adecuada para ser excitada por la antena es mínima. Por ello, se optó por cambiar la forma de los SRR, haciéndolos cuadrados. Con este cambio, todo un lado del cuadrado del SRR está expuesto al campo magnético normal a su plano, y a una distancia tal, que hace que el acoplo de energía sea máximo. Para hacer el cambio, haremos constante el perímetro del SRR, suponiendo una vez más que la forma geométrica no afecta en gran medida a la frecuencia. Esta suposición se hace, sobre todo, en la capacidad equivalente de ambas tiras de metal. Así pues, el perímetro puede aproximarse de la siguiente forma:

$$4 \cdot r_{ext}' = 2\pi \cdot r_{ext} \rightarrow r_{ext}' = \frac{\pi \cdot r_{ext}}{2} \quad (4.16)$$

Así pues, el radio exterior del SRR cuadrado será ahora de 5.4mm. Un esquema del SRR resultante se puede observar en la figura 4.9.

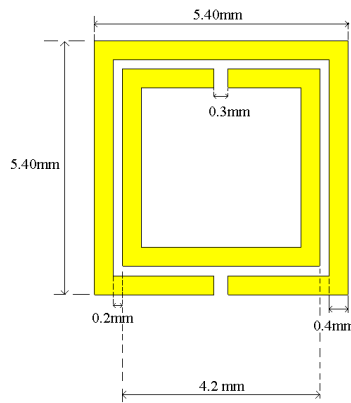


Figura 4.9. Esquema del SRR cuadrado implementado en la antena Yagi-Uda impresa diseñada.

Con todos estos datos, se diseña un nuevo modelo de antena Yagi-Uda impresa, la cual está cargada con estas estructuras metamateriales. El objetivo del experimento es conseguir un comportamiento multi-frecuencia, a la vez que la miniaturización de la misma. Los SRR se dispusieron simétricamente alrededor del dipolo alimentado, con el objetivo de maximizar la energía acoplada a ellos. Un esquema de la antena resultante se muestra en la figura 4.10. Como antes, las dimensiones de la misma, vienen dadas en milímetros.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

SRR. Dicho efecto se explica por la mala adaptación de la banda en dicho punto. Por lo tanto, vemos que se debe llegar a un compromiso entre dichos anchos de banda a la hora de elegir el XBias óptimo. Por último comentar que con este parámetro, se estaría controlando también el grado de miniaturización de la antena.

| XBias (mm) | Banda convencional | Banda SRR |
|------------|--------------------|-----------|
| -3 | 10.9% | 1.1% |
| -0.2 | 9.57% | 0.65% |
| 2.6 | 8.33% | 1.76% |
| 4 | 7.64% | 2.22% |

Tabla 4.1. Tabla comparativa de los anchos de banda de las resonancias de la figura 4.11. Dichos anchos de banda se ofrecen en formato relativo a la frecuencia central de la banda correspondiente.

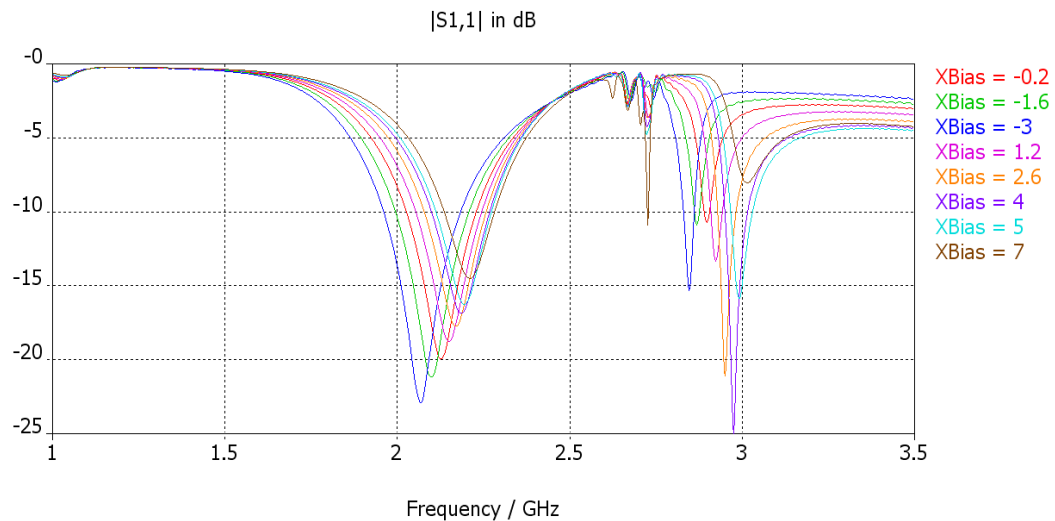


Figura 4.11. Simulación paramétrica, en la que se modifica la posición del grupo de 4 SRR a lo largo del brazo del dipolo.

A continuación, se ofrecen los resultados de otra simulación paramétrica en la figura 4.12. En este caso, la variable sobre la cual se realizan las simulaciones vuelve a ser XBias. En este caso, XBias representa la distancia a lo largo del eje X existente entre los SRR de cada brazo. Así, cuanto mayor sea XBias, más separados estarán los anillos y viceversa. La distancia mínima se alcanza con XBias = -0.2. Como en el caso anterior, XBias se mide en milímetros. En la figura 4.12 se puede entonces apreciar como la dependencia en reflexión de este parámetro no es muy elevada, al menos cuando la distancia ya es relativamente grande. Vemos

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

que existe un salto cualitativo entre $X_{Bias} = -0.2\text{mm}$ y $X_{Bias} = 0.35\text{mm}$, pero que a partir de aquí, no existen grandes modificaciones en la curva. Podemos deducir en este caso, que conviene utilizar una distancia razonablemente grande entre anillos en el eje X, puesto que mejorará los resultados finales.

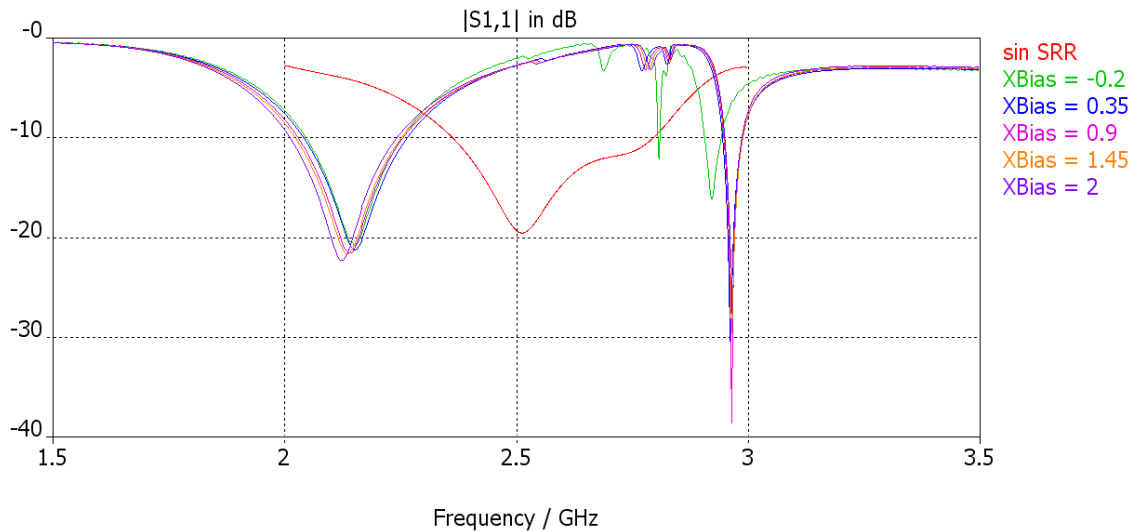


Figura 4.12. Simulación paramétrica, en la que se modifica la separación de los SRR en la dirección X.

Por último, tenemos la simulación mostrada en la figura 4.13, la cual es análoga a la mostrada en la figura 4.12, pero en este caso, la variable sobre la que se opera es Y_{Bias} , la distancia (en milímetros) entre los SRR de cada brazo. Vemos, por lo tanto, que en este caso sí que existe una variación importante de los resultados en función de dicha distancia. Se observa que a medida que la distancia entre los resonadores aumenta, ambas bandas (convencional y debida a los SRR) se desplazan hacia frecuencias superiores. Vemos, por tanto, que se reduce la miniaturización. Además, el grado en que la banda convencional se desplaza hacia frecuencias superiores es apreciablemente superior al grado en el que lo hace la banda de los SRR.

| Y_{Bias} (mm) | Banda convencional | Banda SRR |
|-----------------|--------------------|-----------|
| 0.1 | 9.35% | 0.88% |
| 1.5 | 10.84% | 0.55% |
| 2 | 11.05% | 0.51% |
| 2.9 | 11.31% | 0.40% |

Tabla 4.2. Simulación paramétrica, en la que se modifica la distancia en el eje Y de los SRR en cada brazo.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

En la tabla 4.2 se puede apreciar como en este caso, el ancho de la banda convencional aumenta a medida que lo hace la distancia entre SRR. Al contrario, la banda correspondiente a los SRR se hace más estrecha al aumentar dicha distancia. Cabe notar que en el caso extremo, cuando los SRR estén infinitamente alejados entre ellos y, por ende, del dipolo, la banda convencional converja a la curva obtenida para el caso sin SRR. Esto es así dado que cuanto mayor es la distancia de éstos al dipolo, menos excitados estarán y por lo tanto, menos influencia en el dispositivo. También es interesante notar como existe un punto óptimo en cuanto a la adaptación de la banda de los SRR, puesto que va mejorando a medida que aumenta la distancia, hasta que alcanza un punto (entre 2 y 2.4mm) en el cual comienza a empeorar la adaptación. Dicho efecto también debe suceder en la banda convencional, pues si ha de converger con la gráfica correspondiente al caso sin SRR, debe empeorar la adaptación que se obtiene para $Y_{Bias} = 2.9\text{mm}$. En cualquier caso, dicho punto no se observa en la gráfica 4.13.

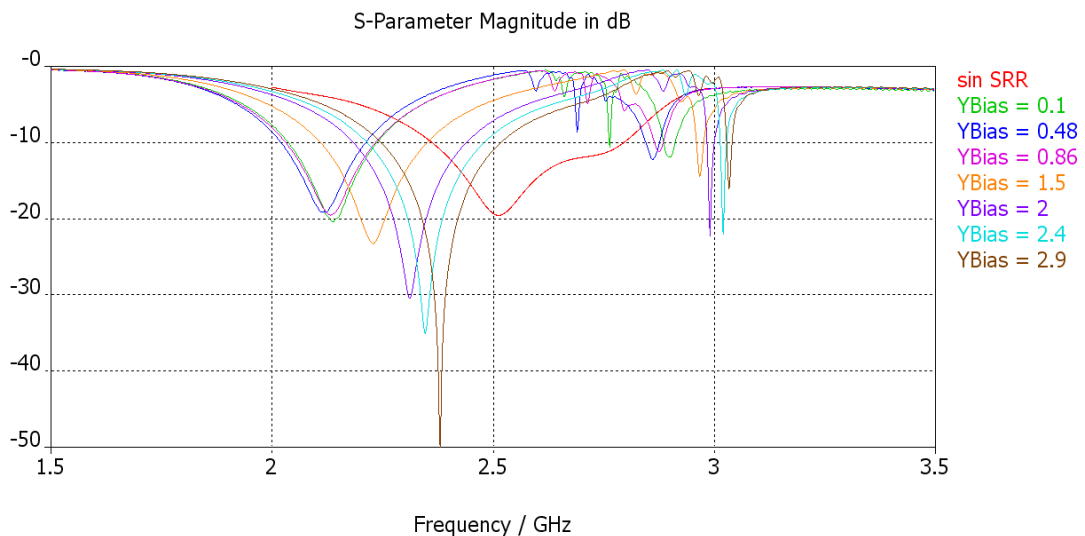


Figura 4.13. Simulación paramétrica, en la que se modifica la separación de los SRR en la dirección Y.

Finalmente, se decidió escoger unos valores de espaciamento tales que se maximizase el efecto de los SRR de tal forma que se consiguiera la mayor miniaturización posible. Con esto, se penalizaría en valores de adaptación y ancho de banda, pero resulta útil comprobar cuál puede ser el límite de miniaturización por cuanto sabemos de las necesidades de integración de los dispositivos móviles hoy en día. Por lo tanto, se escogió una separación simétrica en ambas direcciones $X_{Bias} = Y_{Bias} = 0.6\text{mm}$. Los SRR se situaron además en el centro del dipolo, con lo que nos quedó la configuración final que se muestra en la figura 4.10, y cuya simulación en reflexión se muestra en la figura 4.14.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

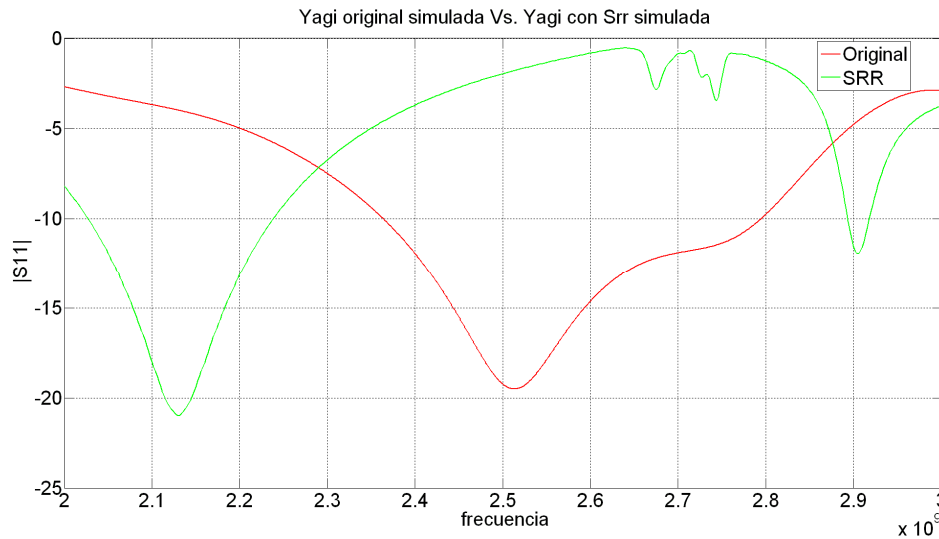


Figura 4.14. Simulación del parámetro de reflexión de la antena Yagi-Uda cargada con SRR.

En la figura 4.14 se muestra el parámetro $|S_{11}|$ simulado de la antena Yagi-Uda con SRR. Se observa efectivamente un comportamiento multi-frecuencia, existiendo dos bandas de frecuencias bien adaptadas. La banda superior se corresponde con la frecuencia de resonancia en simulación de onda completa de los SRR (2.9GHz), y la banda inferior (2.13GHz) se corresponde con la banda estándar de la antena Yagi-Uda impresa. De dicha simulación se deben extraer algunas ideas:

- La frecuencia de resonancia parece estar desplazada en frecuencia con respecto a lo esperado según los cálculos teóricos. Esto podría deberse a un defecto en la simulación, o a que en los cálculos teóricos se hayan despreciado efectos que en la práctica si juegan un papel importante (p.e. despreciando el efecto de la forma cuadrada del SRR en el cálculo de la capacidad).

- Existe miniaturización de la antena. Como muestra la figura 4.14, la banda inferior (convencional de la antena Yagi-Uda en este caso), está desplazada en frecuencia con respecto a los resultados obtenidos para la misma antena sin los SRR. Este desplazamiento es hacia frecuencias inferiores, por lo que para conseguir la banda original de frecuencias, la antena debería hacerse más pequeña, consiguiendo así una cierta miniaturización.

- Se aprecian acoplos mutuos entre partículas: A 2.68GHz y 2.74Ghz se aprecian resonancias adicionales, que en este caso, muestran una mala adaptación.

- El ancho de banda de la antena se ha visto reducido con respecto a la versión sin SRR. Así, según la simulación se dispone de un ancho de banda del 10%. Recordemos que el ancho de banda de la antena original es del 18% según las simulaciones.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

- La banda correspondiente a los SRR es estrecha, lo cual se corresponde con los resultados esperados. Las partículas metamateriales tienen un carácter altamente resonante, por lo que exhibirán un factor Q elevado, lo cual implica reducidos anchos de banda.

- Existen dos resonancias adicionales intermedias que en simulación no llegan a adaptarse. Su origen se analizará posteriormente en este capítulo.

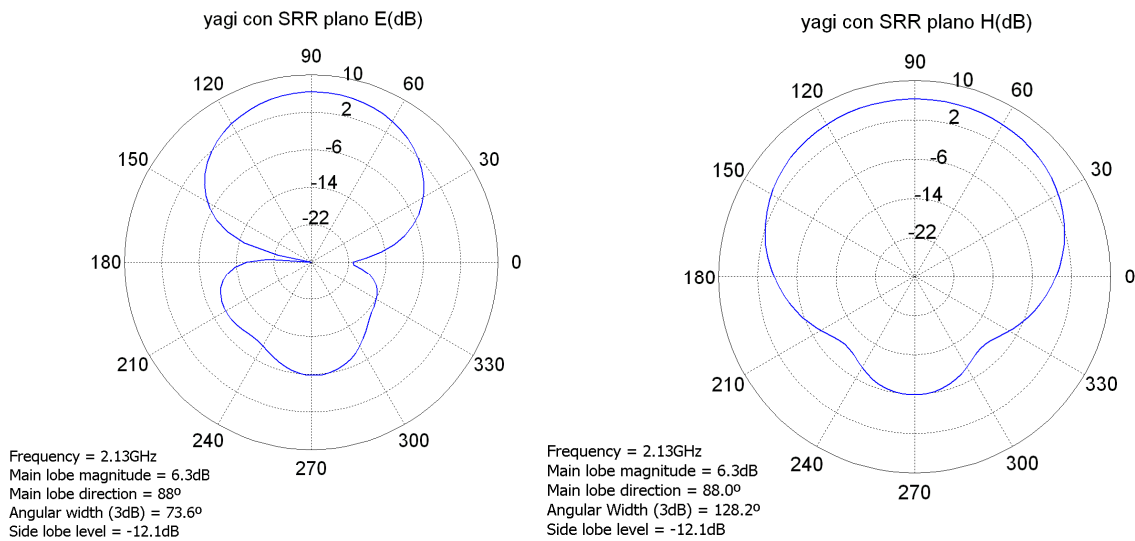


Figura 4.15. Diagrama de radiación de la antena Yagi-Uda cargada con SRR en la banda baja. A) Plano E. B) Plano H.

Como se desprende de la figura 4.15 el nivel lóbulo principal-secundario en el plano E en la banda baja ha pasado a ser de 9.4dB hasta los 12.1dB, lo cual supone una mejora de prácticamente 3dB. El mayor de los lóbulos secundarios se corresponde con la radiación trasera, por lo que la relación F/B es también de ese nivel. El ancho de haz 3dB se incrementa ligeramente, pasando de los 67° a los 74°. En el plano H de la misma banda, la relación lóbulo principal-secundario vuelve a ser de 12.1dB frente a los 8.2dB del diseño convencional. Por contra, el ancho de haz 3dB es ahora de 128° siendo antes de 102°, por lo que se produce un incremento en este plano.

Así pues, la adición de las estructuras SRR a la antena Yagi-Uda convencional ha producido un incremento de la relación lóbulo principal a secundario (y de la relación F/B), así como un incremento en el ancho de haz 3dB, siendo este más acusado en el plano H que en el plano E. La ganancia se mantiene aproximadamente constante en ambos casos (6.3dB frente a los 6.5dB del diseño convencional). Por tanto, vemos como la adición de SRR conlleva una modificación del diagrama de radiación de la antena, produciéndose un cierto incremento del ancho de haz, pero mejorando la relación F/B.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

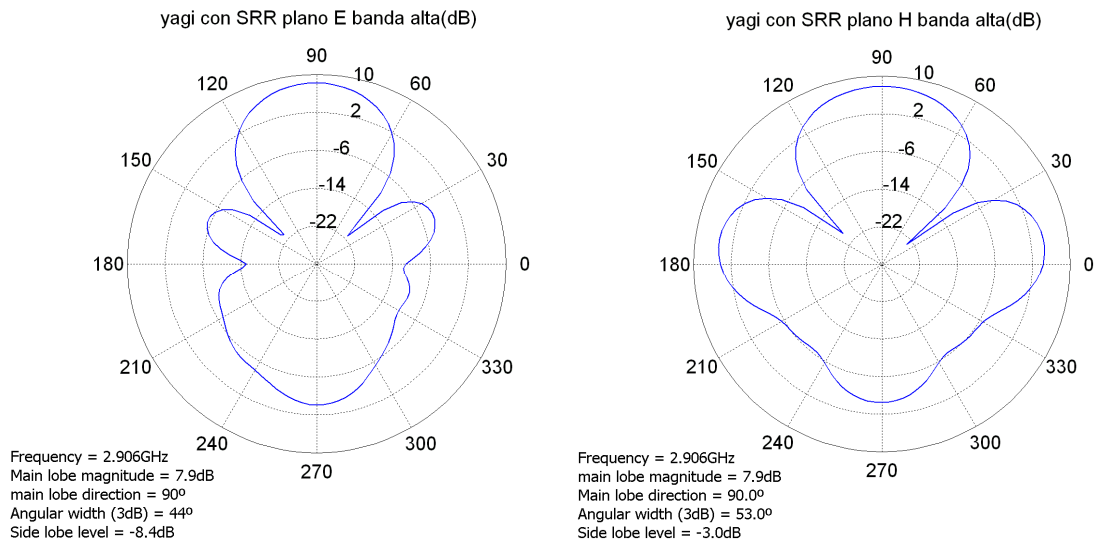


Figura 4.16. Diagrama de radiación de la antena Yagi-Uda cargada con SRR en la banda alta. A) Plano E. B) Plano H.

Analizando ahora la figura 4.16, vemos como en la banda alta (frecuencia de resonancia de los SRR), tenemos un diagrama de radiación diferente al que poseía la antena convencional. En el plano E, se aprecia como la ganancia de la antena aumenta en esta banda a los 8.3dB, lo cual resulta lógico si pensamos que la apertura efectiva de dicha antena permanece prácticamente constante, mientras que la frecuencia ha aumentado, por lo tanto, si atendemos a la relación básica:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{ef} \quad (4.17)$$

Se puede deducir que la directividad de la antena se incrementará en la banda superior de la antena.

El diagrama de radiación mostrado en 4.16, revela también una relación lóbulo principal a secundario de 9.3dB, por lo que en este caso se consigue un incremento de 1dB con respecto a la antena convencional. Dicho valor coincide nuevamente con la relación F/B por ser la radiación trasera el mayor de los lóbulos secundarios. En cuanto al ancho de haz 3dB, se consigue una reducción sustancial del mismo pasando de los 67° a 45°. En cuanto al plano H, se observan dos lóbulos secundarios importantes, que hacen disminuir la relación lóbulo principal a secundario a 3.6dB frente a los 8.2dB de la antena original. En este caso, la relación F/B difiere de dicho valor, valiendo aproximadamente 7.3dB. La ganancia en la dirección de máxima radiación continúa siendo de 8.3dB.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Así pues, en la banda alta de frecuencias, nos encontramos con un diagrama de radiación ampliamente modificado con respecto al de la antena convencional, mostrando una mayor ganancia, un ancho de haz considerablemente más estrecho, y unos lóbulos secundarios importantes en el plano H de la antena. En el plano E, las relaciones lóbulo principal a secundario y F/B toman valores muy interesantes, mientras que en el plano H, la relación lóbulo principal a secundario queda degradada por la acción de los lóbulos secundarios. En la figura 4.17, se incluyen los diagramas de radiación tridimensionales de la antena Yagi-Uda cargada con SRR para las bandas alta y baja.

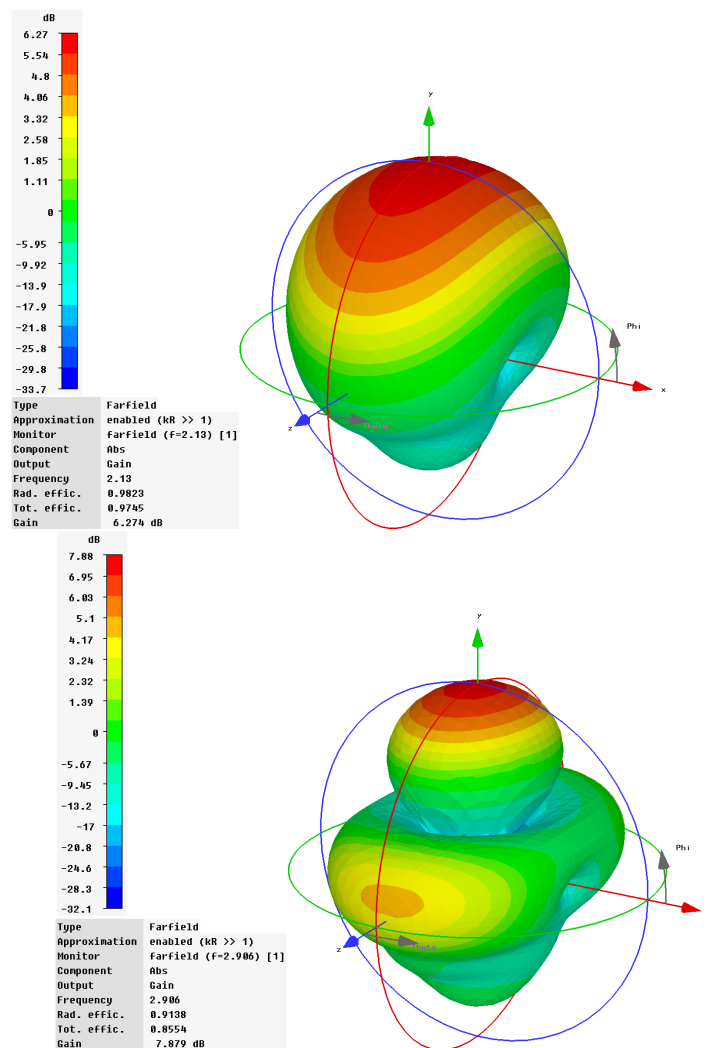


Figura 4.17. Diagramas de radiación tridimensionales de la antena Yagi-Uda con SRR. A) banda baja. B) banda alta.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

En las figuras 4.18 y 4.19 se pueden observar los esquemas de corrientes de la antena con SRR. La figura 4.18, que se corresponde con la banda baja de frecuencias, muestra como la antena es excitada a una frecuencia de 2.126GHz. A esta frecuencia, la corriente fluye por el dipolo alimentado, sin que exista un acoplo de energía apreciable a los dipolos directores. Por el contrario, se aprecia acoplo de energía a los anillos ya en esta banda de frecuencias. Como en la antena convencional, en el interior del reflector las corrientes son despreciables.

En la figura 4.19, se observa el esquema de corrientes para la banda alta de la antena. Esta banda se corresponde con la frecuencia de resonancia de los SRR. Como era de esperar, a esta frecuencia los SRR se excitan con una cierta intensidad, provocando así el efecto deseado. Vemos como unos SRR son más excitados que otros, siendo los excitados con mayor intensidad aquellos que se sitúan más próximos al centro del dipolo. A partir de la posición de estos anillos, se aprecia que las corrientes dentro del dipolo alimentado decaen apreciablemente. Según la simulación, tras los últimos anillos, las corrientes en el dipolo alimentado son prácticamente despreciables. También, se aprecia el hecho de que en esta banda de frecuencias, los dipolos directores se hayan excitados en cierta medida, aunque menos que en el caso de la antena Yagi-Uda impresa original. Este hecho es lógico si pensamos que esta banda de frecuencias se sitúa próxima a la frecuencia de resonancia de dichos directores (al estar más próxima a la banda de operación de la antena convencional).

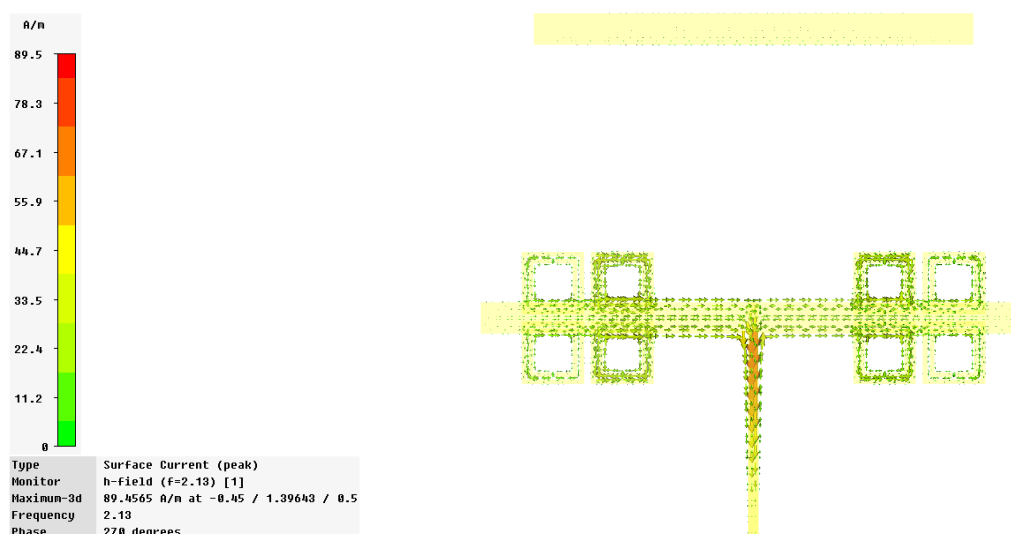


Figura 4.18. Esquema de corrientes de la antena Yagi-Uda con SRR para la banda baja de frecuencias.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales



Figura 4.19. Esquema de corrientes de la antena Yagi-Uda con SRR para la banda alta de frecuencias.

4.2.3. Medidas del prototipo construido

Con estos datos, se decidió construir el prototipo de la antena. Se recuerda ahora que el método de alimentación es cogido mediante conector SMA hembra, soldado en el borde inferior de la antena. En la figura 4.20 se ilustra el prototipo construido de la antena Yagi-Uda impresa cargada con SRR.

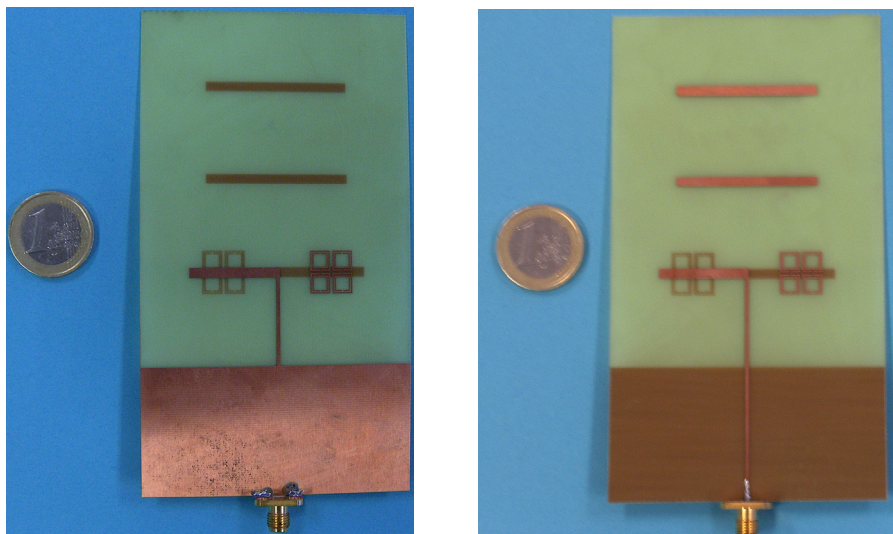


Figura 4.20. Imagen de la antena Yagi-Uda impresa con SRR. A) cara frontal. B) Cara inversa.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

En la figura 4.21 se ilustra el parámetro de reflexión de la antena Yagi-Uda cargada con SRR. Dicho parámetro se compara con las simulaciones realizadas. Por una parte, se ilustra la simulación de la antena incluyendo pérdidas en el dieléctrico (en azul), y la simulación de la antena sin incluirlas (en verde). Los resultados obtenidos con la antena mostrada en la figura 4.21 (en rojo) fueron interesantes e inesperados. Se puede observar como la banda original se desplaza ligeramente a frecuencias más altas. La adaptación de esta banda de frecuencias es buena, siendo el ancho de banda del 11% frente al 10% de la antena con SRR simulada (con pérdidas). Vemos que en esta banda de frecuencia se observan las mismas divergencias que en la antena convencional, siendo estas ligeras. Lo que resulta interesante son las resonancias aparecidas en 2.51GHz y en 2.66GHz, así como el desplazamiento en frecuencia de la banda superior, que se sitúa en 3.32GHz y cuya adaptación es muy mala.

Con respecto a las resonancias inesperadas, al principio se barajó la posibilidad de que los SRR de la antena construida hubiesen tenido diferente tamaño en la fabricación, pero el análisis de los datos de las simulaciones parece indicar otro origen diferente. Dicho origen se analizará posteriormente en esta sección.

En la figura 4.22 observamos una gráfica comparativa del funcionamiento de la antena convencional y la antena cargada con estructuras metamateriales. En ella se puede observar cómo se produce un importante efecto de miniaturización de la misma. Se observa que se produce un desplazamiento en frecuencia de más de 450MHz (aproximadamente del 17%). El ancho de banda de la antena convencional es del 14.2%, mientras que el de la antena con SRR resulta ser del 11%, ligeramente inferior, pero comparable de todas formas, por lo que se puede decir que la antena diseñada conserva unas buenas características.

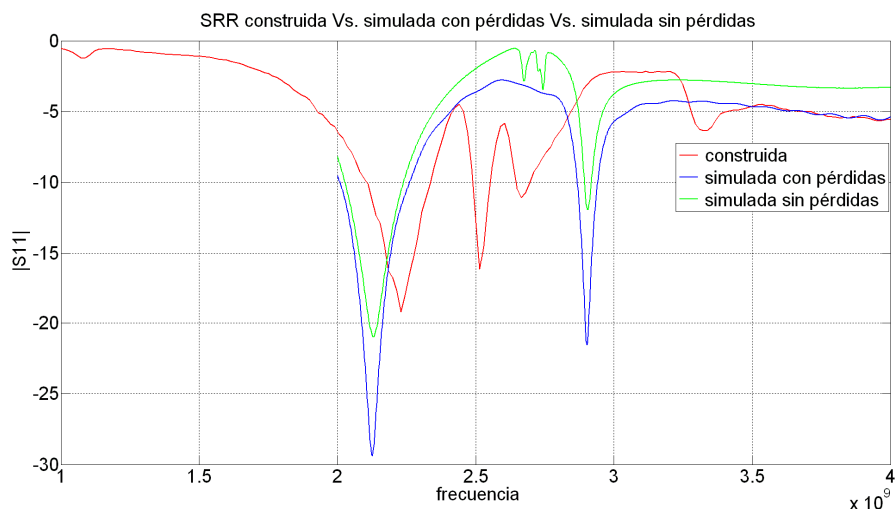


Figura 4.21. Parámetro de reflexión de la antena Yagi-Uda convencional construida (azul) frente a la simulada (rojo).

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

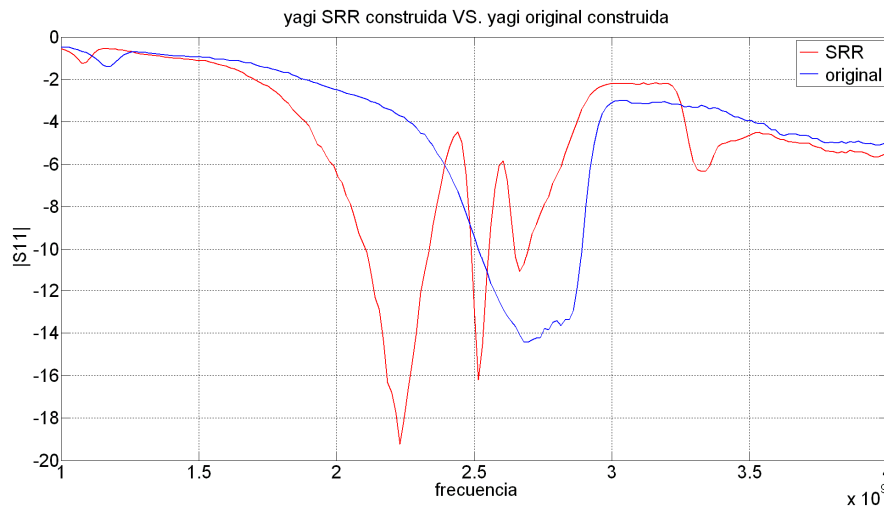


Figura 4.22. Gráfica comparativa entre los parámetros de reflexión de las antenas convencional y con SRR construidas.

Seguidamente, vamos a analizar la naturaleza de las resonancias adicionales observadas. Dichas resonancias parecen tener su origen en los acoplos entre las estructuras SRR. Debido a esto aparecen resonancias adicionales. Al utilizar 4 SRR por brazo, resultaría posible que estuviesen apareciendo acoplos mutuos entre los SRR. Si observamos de nuevo la gráfica 4.21, vemos que en la simulación sin pérdidas ya aparecen unas resonancias cercanas a las frecuencias donde aparecen las resonancias adicionales en la antena. Dichos pequeños picos pasaron inadvertidos en el estudio con pérdidas, aunque de cualquier manera aparecerían casi sin excitar. Para tratar de confirmar dicho efecto, se realizaron algunas simulaciones en el modelo diseñado, sin pérdidas, para analizar el comportamiento de las corrientes a las frecuencias de las resonancias de origen desconocido. En las figuras 4.23 y 4.24 podemos observar dichos esquemas. En 4.23 tenemos el esquema de corrientes de dicha resonancia desconocida situada a frecuencias más bajas (en la simulación sin pérdidas). En dicho esquema, observamos efectivamente como los SRR están excitados a esa frecuencia. Vemos como, sin embargo, las corrientes son excitadas en sentidos opuestos en ambos brazos del dipolo. En la figura 4.24 observamos el esquema de corrientes correspondiente a la segunda resonancia desconocida. En este caso tenemos un efecto curioso de las corrientes que excitan solo los SRR de un brazo en cada semiciclo. Además, en cada semiciclo las corrientes son también de sentido contrario en los SRR según un eje de simetría vertical que separa los cuatro SRR en dos grupos de dos.

Estas resonancias muestran eficiencias de radiación muy bajas (0.36 la inferior y 0.05 la superior), por lo que resultan poco útiles en radiación. Así pues, a la vista de estos efectos descritos, parece correcto pensar que son los acoplos entre los diferentes SRR los responsables de las resonancias que aparecen al medir la antena. En nuestro caso, trataremos de evitar este efecto. Para hacerlo, podemos fijarnos de nuevo en la figura 4.19, en la que, como se menciona anteriormente, no todos los SRR son excitados con la misma intensidad. Así, eliminando los

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

menos excitados, el funcionamiento de la antenna no debiera variar demasiado. En cualquier caso, para eliminar ambas frecuencias de resonancia espurias, necesitaremos eliminar tres de los cuatro SRR situados en cada semibrazo del dipolo. Esto podría producir un empeoramiento en el funcionamiento de la antenna a la frecuencia de resonancia del SRR. Básicamente, podría perjudicar la adaptación de la antenna en esta banda de frecuencias, así como al diagrama de radiación de la antenna.

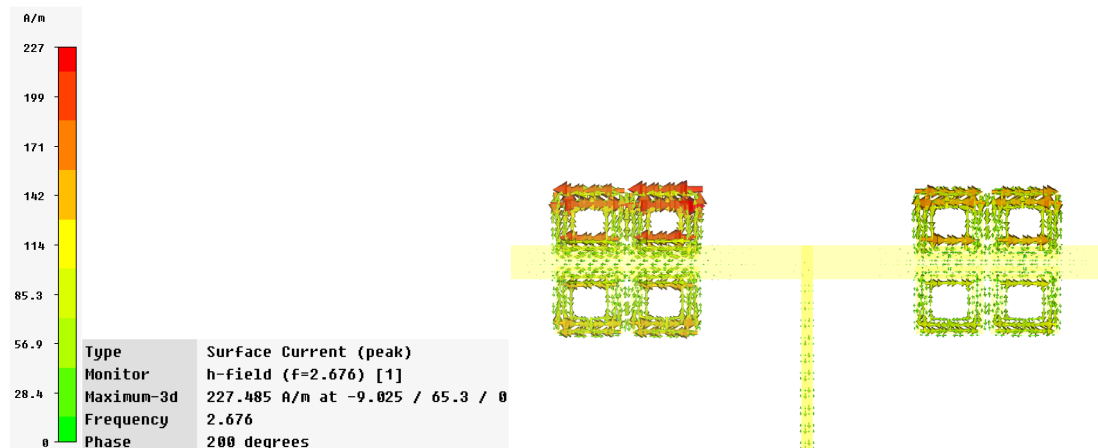


Figura 4.23. Esquema de corrientes de la antenna con SRR a la frecuencia de 2.67GHz.

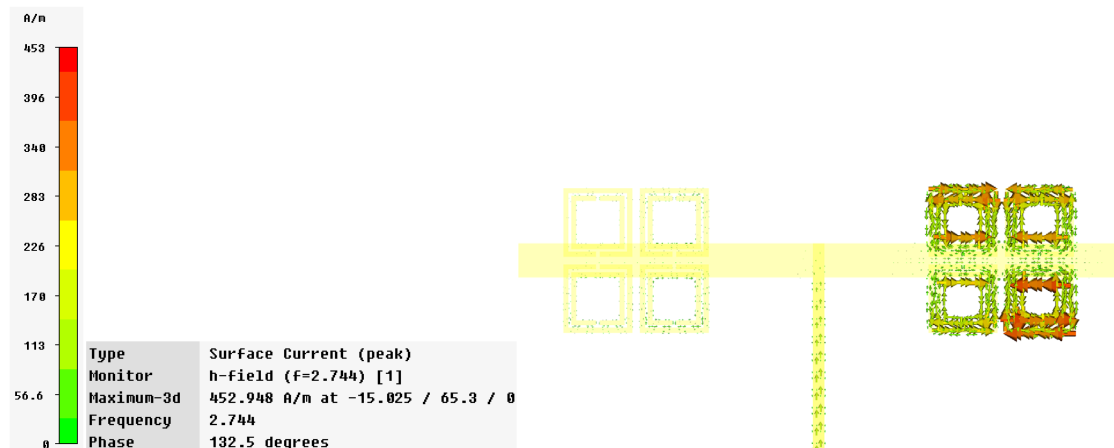


Figura 4.24. Esquema de corrientes de la antenna con SRR a la frecuencia de 2.74GHz.

4.3. Diseño con un SRR por brazo

El nuevo diseño de la antenna se muestra en la figura 4.25. Dicha antenna es exactamente igual a la versión anterior, disponiendo en este caso únicamente de un SRR por brazo del dipolo.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

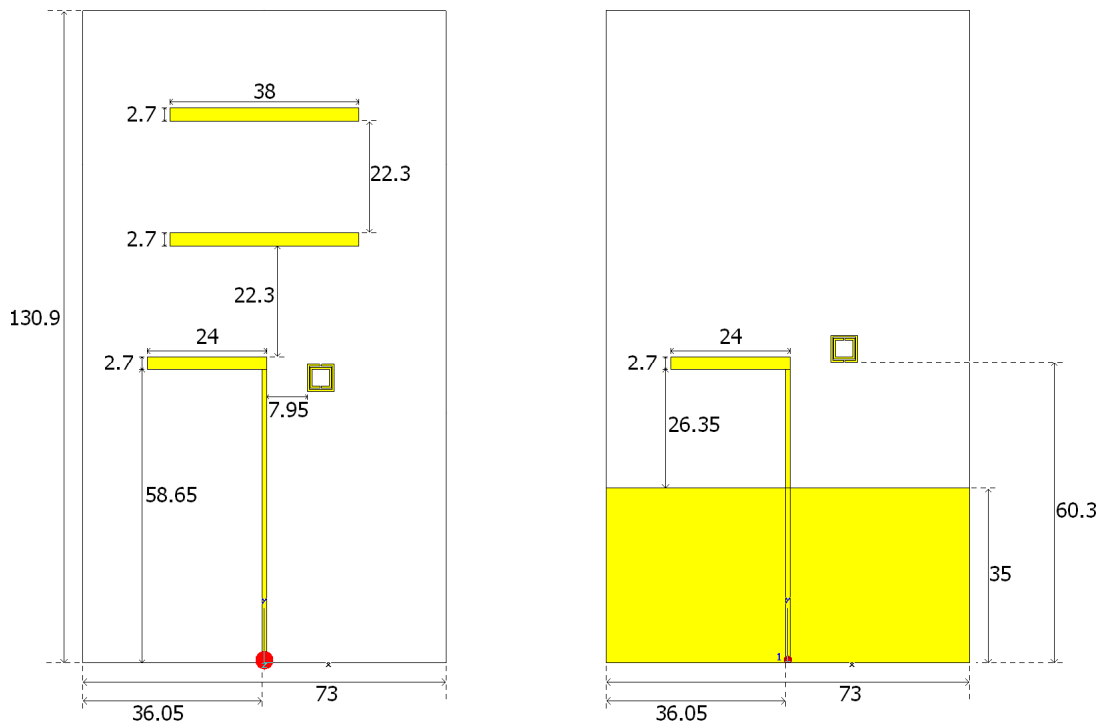


Figura 4.25. Esquema de la antena Yagi-Uda con 1 SRR en cada semibrazo.

4.3.1. Diseño

El lado de los SRR para el nuevo modelo mide 5.85mm. El resultado de las simulaciones se muestra en las figuras expuestas a continuación.

En la figura 4.26, se puede apreciar como la banda del SRR aparece por debajo de la banda convencional de la antena Yagi-Uda impresa. Este hecho se produce como resultado de disminuir la frecuencia de resonancia del SRR. El ancho de banda de la banda baja es del 6% y el de la banda alta, es del 8.5%. Al pasar a la banda baja el efecto de los SRR, en este caso no se produce miniaturización en la antena.

En la figura 4.27 se muestra el diagrama de radiación de dicha antena para la banda baja para el plano E y H. La ganancia de esta banda es de 6.4dB. El nivel de lóbulo principal a secundario pasa de valer 12.1dB a valer 10.8dB. El ancho de haz 3dB pasa de 73.3° a 72.1, por lo que en este caso, los parámetros de la antena, no se alteran excesivamente.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

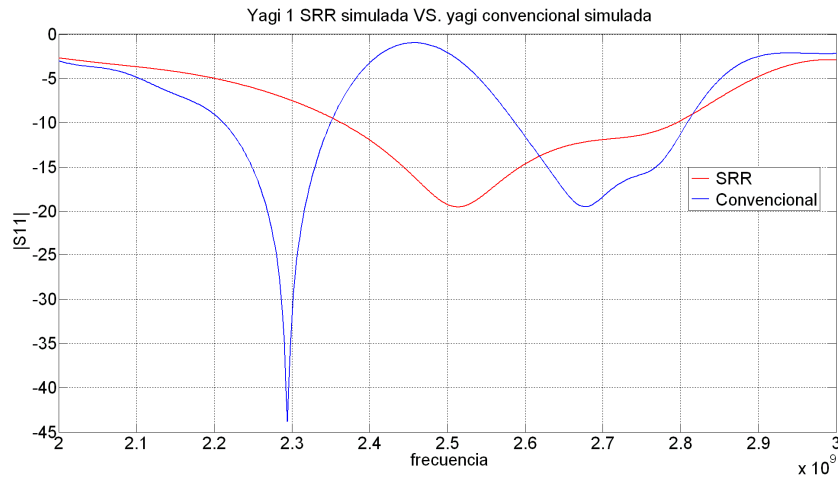


Figura 4.26. Parámetro de reflexión de la antena con 1 SRR por semibrazo diseñada.

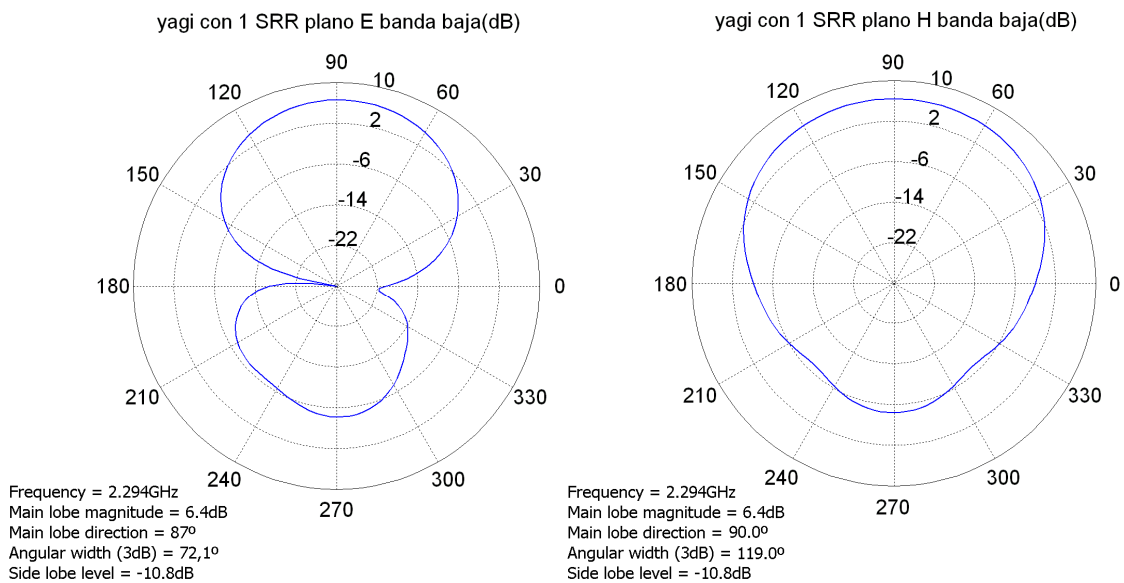


Figura 4.27. Diagrama de radiación de la antena Yagi-Uda con 1 SRR por semibrazo en la banda baja. A) Plano E. B) Plano H

En cuanto a la banda alta de frecuencias, se muestra en la figura 4.28. En este caso, la directividad máxima permanece prácticamente constante, siendo la ganancia de 8.1dB. El ancho de haz 3dB aumenta considerablemente en ambos planos, pasando a valer 63°. Por el contrario, la relación lóbulo principal a secundario mejora sensiblemente en el plano E, y considerablemente en el plano H. Por lo tanto, en esta banda, los resultados resultan más comedidos. Por un lado tenemos la ventaja de no tener unos lóbulos secundarios tan acusados como con la antena anterior. Por otro lado, se paga en un lóbulo principal más ancho en ambos planos.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

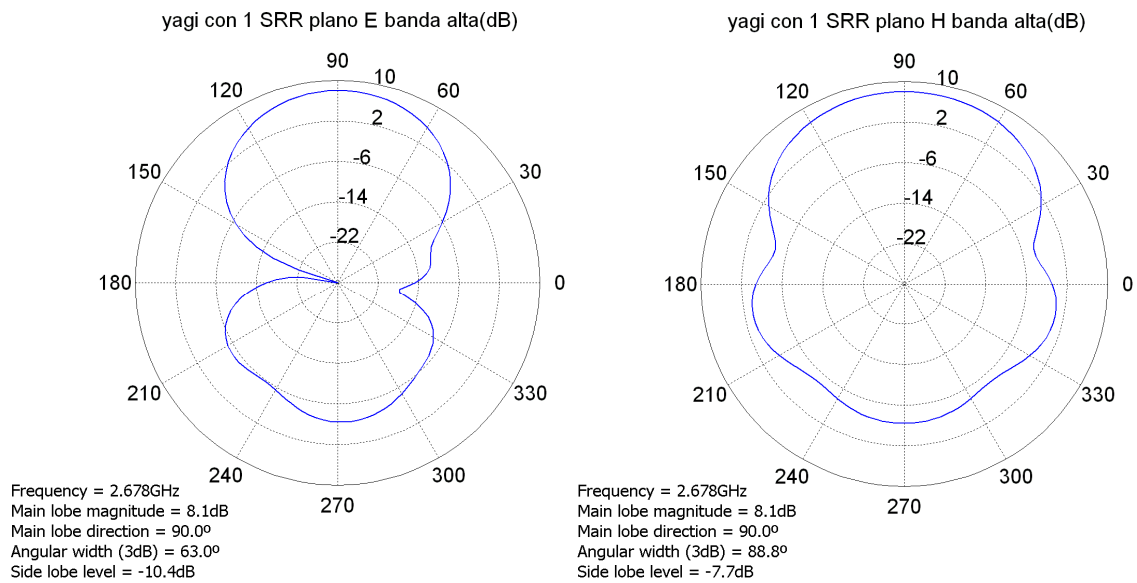


Figura 4.28. Diagrama de radiación de la antena Yagi-Uda con 1 SRR por semibrazo en la banda alta. A) Plano E. B) Plano H

4.3.2. Medidas del prototipo construido

Así pues, esta antena Yagi-Uda cargada con un SRR en cada brazo fue construida, y se muestra una imagen de ella en la figura 4.29.



Figura 4.29. Imagen de la antena Yagi-Uda con 1 SRR por semibrazo. A) cara frontal. B) Cara inversa.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Los resultados, que dicha antena ofrece, son mostrados en la figura 4.30. Vemos en dicha gráfica como los resultados obtenidos en la antena física se corresponden prácticamente con los resultados de la simulación de la antena. A este respecto, cabe destacar el importante incremento del ancho de banda de la antena construida con respecto a lo esperado. Así, recordemos que el ancho de banda simulado es del 8.5%, mientras que en la antena construida muestra un ancho de banda del 19% aproximadamente. Muy similar al ancho de banda mostrado por la antena original sin SRR (simulada), del 18%. También se aprecia en 4.30, como la frecuencia de resonancia de los SRR aparece a la frecuencia de 2.17GHz, muy similar a la frecuencia predicha en simulación (recordemos, 2.29GHz).

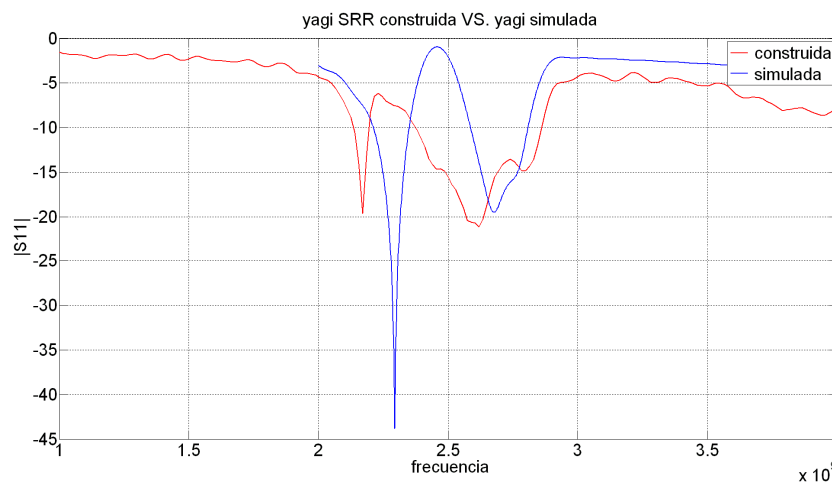


Figura 4.30. Característica en reflexión de la antena con 1 SRR por brazo simulada y construida.

Siguiendo con el análisis del funcionamiento de la antena construida, centramos ahora la atención en la figura 4.31. En dicha figura se ilustran los datos obtenidos para la nueva antena, y los obtenidos con la antena Yagi-Uda convencional construida. Vemos como efectivamente, en este caso se ha obtenido miniaturizar la banda correspondiente a los SRR en lugar de la banda convencional, dado que la banda de resonancia de los SRR es ahora la banda inferior de frecuencias. En esta situación, dicho efecto de resonancia, no desplaza a la banda original hacia frecuencias inferiores como sí pasa en el caso contrario. En cualquier caso, vemos como esta antena muestra un comportamiento multi-frecuencia. Además, se observa claramente como el ancho de banda de la antena con SRR es sustancialmente superior al ancho de banda de la antena convencional. El origen de este incremento del ancho de banda podría estar detrás de efectos de acoplos mutuos. Dichos efectos podrían haberse unido a la banda original para ensancharla en cierta medida. La adaptación de esta antena es buena, llegando, prácticamente, a los -20dB en ambas bandas. Vemos, por tanto, que el funcionamiento en reflexión de esta antena resulta satisfactorio.

4.4. Yagi-Uda con resonadores discretos

Paralelamente a este diseño, se diseñó otra antena con la que se perseguía el mismo objetivo, conseguir una antena Yagi-Uda impresa mediante la adición de estructuras metamateriales. La diferencia reside en que para este diseño, no se hace uso de ninguna estructura impresa. En este caso se utilizan resonadores discretos en cada brazo del dipolo alimentado, aprovechando que los SRR tienen como circuito equivalente un resonador LC. Así, dicha antena es conceptualmente igual a las dos antenas construidas con SRR. En la figura 4.32 se observa un esquema de la antena, que mantiene las mismas dimensiones físicas que las anteriores. El dipolo alimentado presenta ahora un gap en cada semibrazo, en el cual se aloja un resonador LC paralelo como el que se muestra en la figura 4.33. Dicho resonador se diseñó de tal forma que la frecuencia de resonancia fuese de 3GHz. Para esto, se utilizó la relación indicada en 4.18. Haciendo que C valga 1pF, nos queda que L debe tomar el valor de 2.8nH para obtener la frecuencia deseada.

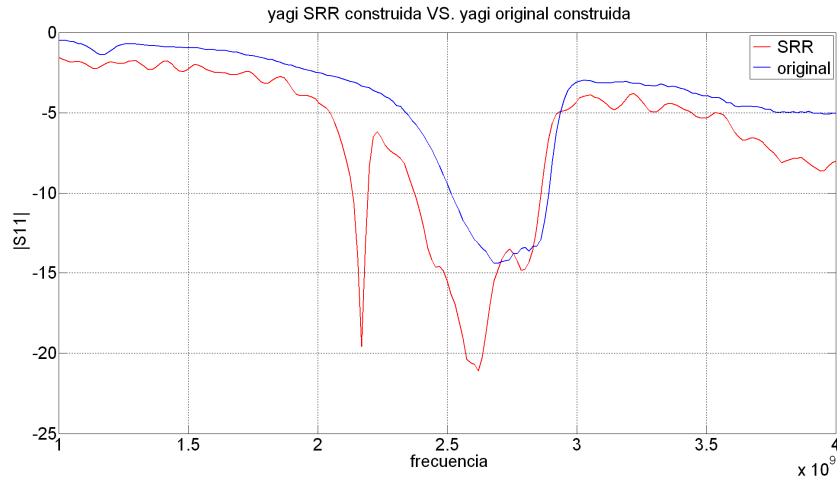


Figura 4.31. Característica en reflexión de la antena con 1 SRR por semibrazo frente a la convencional.

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \rightarrow f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad 4.18)$$

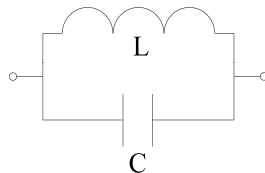


Figura 4.33. Resonador LC incluido en el nuevo diseño de la antena.

4.4.1. Diseño

En la figura 4.34, se presenta la simulación de dicha antena. Primeramente, comprobamos que con este diseño se consigue nuevamente un comportamiento multi-frecuencia. Se observa también que la frecuencia de resonancia de la banda añadida es efectivamente 3GHz, como se había diseñado. Además, la adaptación tanto de ésta como de la banda original es bastante buena, de unos 30dB. En este caso, apreciamos una reducción del ancho de banda de la antena. Así, en la banda baja (la correspondiente a la convencional en este caso), se obtiene un ancho de banda del 7%.

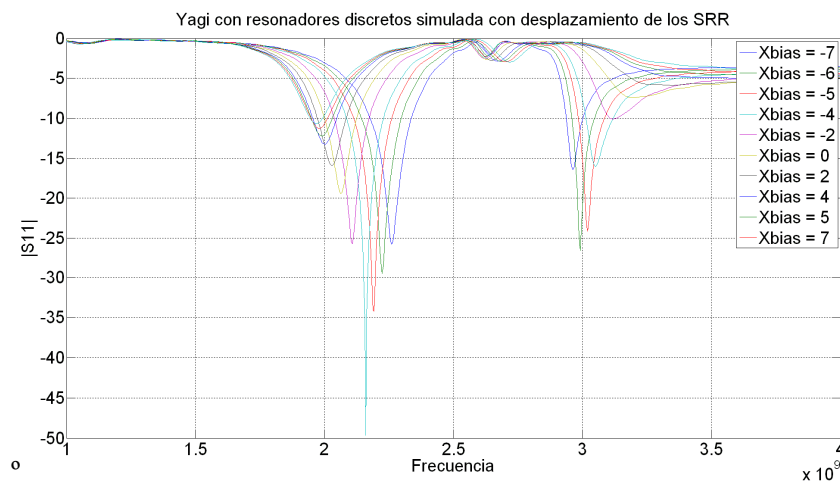


Figura 4.35. Simulación en reflexión de la antena para varias posiciones de los resonadores discretos. El desplazamiento se muestra relativo al centro de cada semibrazo ($X_{Bias} = 0$ mm para los resonadores situados en el centro del semibrazo correspondiente). X_{Bias} positivos al acercarse al eje central de la antena (línea de alimentación). X_{Bias} negativos al acercarse a los extremos del dipolo).

Se observaron, también, efectos interesantes al desplazar los resonadores a través del dipolo alimentado. En la figura 4.35 se pueden observar una serie de simulaciones de la antena en reflexión para una serie de posiciones de los resonadores. Lo que se desprende de la figura, es como al acercarse los resonadores a la parte central de la antena, el funcionamiento en reflexión de la misma se degrada en varios sentidos. Por una parte, la adaptación de la banda correspondiente a los resonadores empeora, hasta el punto de desaparecer completamente la resonancia para el extremo de $X_{Bias} = 7$ mm. También, es apreciable la pérdida de adaptación en la banda convencional de la antena. Por el contrario, cuanto más cerca estén los resonadores de los extremos del dipolo la adaptación de ambas bandas va mejorando hasta un punto óptimo ($X_{Bias} = -6$ mm), a partir del cual vuelven a empeorar. Lo más interesante que se aprecia es el desplazamiento en frecuencia que experimentan ambas bandas en función de la posición de los resonadores. Así, si nos acercamos al eje central de la antena, ambas bandas se separan, es decir, la banda baja cae en frecuencia y la banda alta aumenta su frecuencia. Al contrario, si acercamos los resonadores a los extremos del dipolo, la banda baja aumenta de frecuencia,

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

mientras que la banda alta disminuye de frecuencia. Este efecto se observa constante a lo largo de todo el rango de posiciones. Este hecho, podría significar la existencia de un método para conseguir ampliar el grado de miniaturización, dado que la banda de los resonadores se puede controlar individualmente mediante sus características intrínsecas (L y C en este caso), y mediante el desplazamiento de dichos resonadores desplazar ambos efectos. Dicha práctica, tiene la limitación de que la adaptación empeora a medida que nos desplazamos del punto óptimo. La figura 4.33 además, revela que dicho punto óptimo, es aquel en el que la frecuencia de la banda superior coincide con la frecuencia de diseño de los resonadores. En nuestro caso, dicho punto óptimo se alcanza para $XBias = -6\text{mm}$ (6mm hacia el extremo del brazo con respecto al punto central de dicho brazo), para el cual la banda alta se centra efectivamente en 3GHz. El interés de este análisis reside en el hecho de exportar esta idea a las estructuras SRR, que como hemos observado conducen a ancho de bandas superiores a los alcanzados mediante resonadores discretos.

Pasemos ahora a analizar el comportamiento en radiación de esta antena. Se observa en 4.36 los diagramas plano E y plano H. Dichos diagramas resultan muy parecidos a los obtenidos para la antena cargada con un SRR en cada brazo. Así, tanto la ganancia como la relación lóbulo principal a secundario se mantienen en niveles muy similares para ambos planos. Se nota un cierto ensanchamiento en el lóbulo principal en el plano E, y más visiblemente en el plano H.

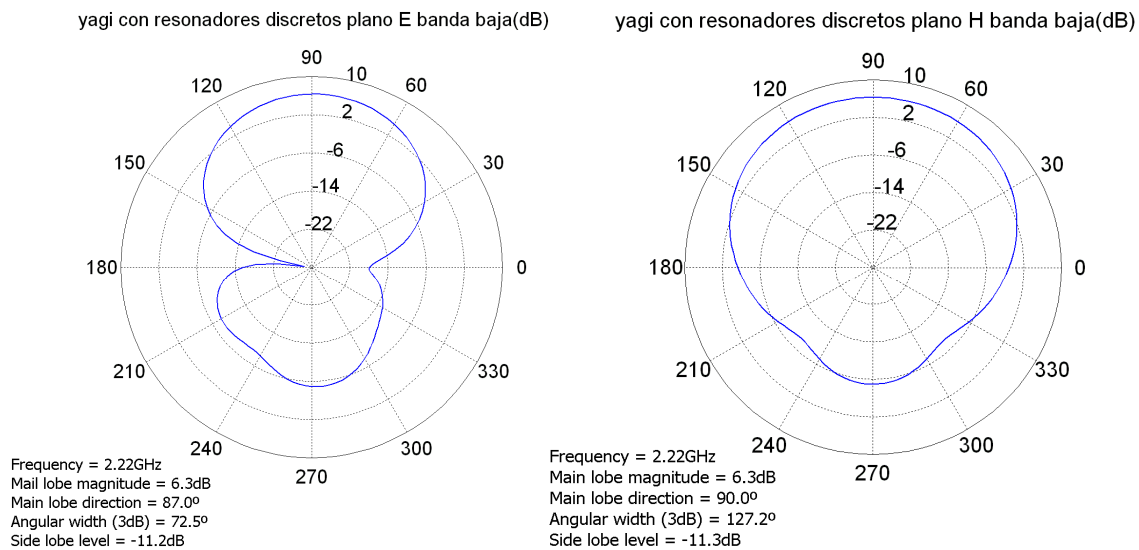


Figura 4.36. Diagrama de radiación de la antena con resonadores discretos, banda baja.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

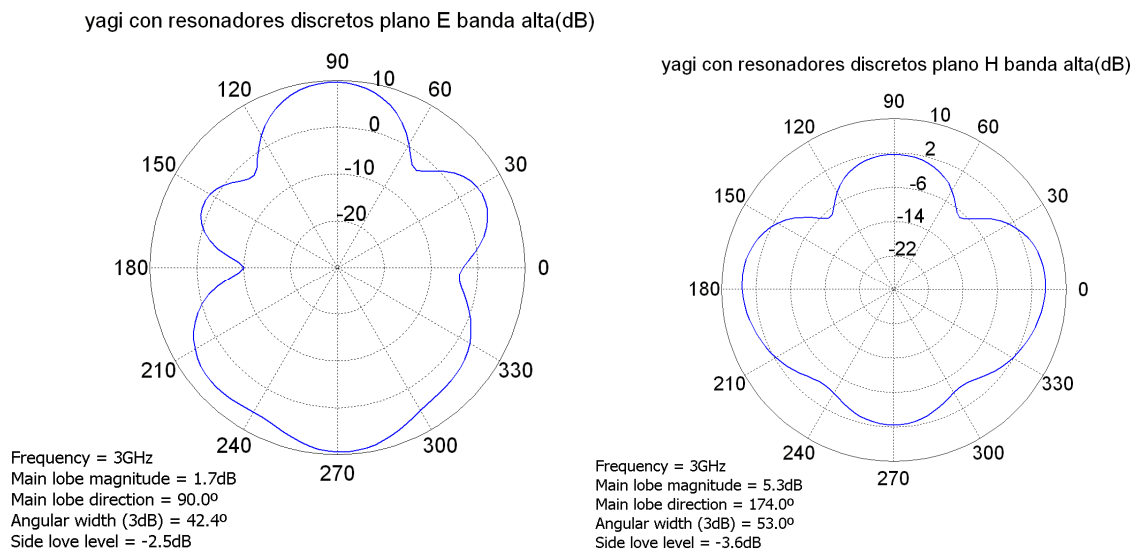


Figura 4.37. Diagrama de radiación de la antena con resonadores discretos, banda alta.

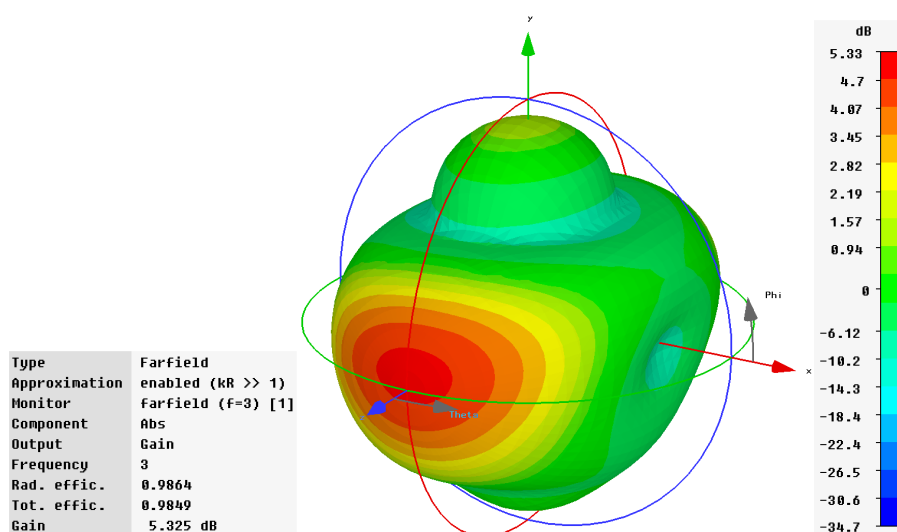


Figura 4.38. Diagrama de radiación tridimensional de la antena con resonadores discretos, banda alta.

La banda alta de frecuencias, se muestra en los diagramas de la figura 4.37. En ellos se observa como el diagrama de radiación queda muy degradado al utilizar resonadores discretos. La relación lóbulo principal a secundario se reduce de forma drástica, quedando en torno a los 3dB. Además, el lóbulo principal ha cambiado de dirección, estando ahora en la dirección normal al plano de la antena. La directividad máxima en el plano E es de 1.7dB, aumentando hasta los 5.7 en el plano H. En 4.38 se muestra diagrama de radiación tridimensional para esta

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

banda. Por tanto, dicha antena, no conserva las características de radiación en la banda originada por los resonadores discretos.

4.4.2. Medidas del prototipo construido

En la implementación física de la antena, se emplearon componentes SMD 0402. Los valores son los calculados anteriormente. Tal como se indicó, el resto de características de la antena permanecen invariantes con respecto a la antena original. Una imagen de dicha antena construida se muestra en 4.39.



Figura 4.39. Imagen de la antena Yagi-Uda con resonadores discretos. A) cara frontal. B) Cara inversa.

A continuación, en la figura 4.40, se adjuntan los resultados en reflexión de esta antena, comparada con las simulaciones realizadas. A primera vista se aprecia la gran concordancia de dichas simulaciones con los resultados obtenidos al construir la antena. Así, la banda convencional de la antena coincide prácticamente con las simulaciones realizadas, salvo porque no disfruta del mismo nivel de adaptación, aunque el resultado continúa siendo bastante bueno. La banda superior, correspondiente a los resonadores discretos presenta una frecuencia ligeramente inferior a la calculada. Dicha desviación puede ser atribuida, en parte, a las tolerancias de los elementos discretos empleados. Aun así, la frecuencia central de la banda se encuentra en 2.935GHz, muy próximo a los 3GHz esperados. En la figura, también, se distingue una resonancia central que ya aparecía en las simulaciones. Dicha resonancia debe tener su origen en ciertos acoplos debidos a los resonadores. Vemos como, efectivamente, la frecuencia de esta resonancia, también, se ha desplazado ligeramente hacia frecuencias inferiores, en la

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

misma medida que la banda de los resonadores. Este hecho apoya la hipótesis de los acoplos del resonador. En cualquier caso, esta resonancia aparecida no supone una degradación de las prestaciones de la antena.

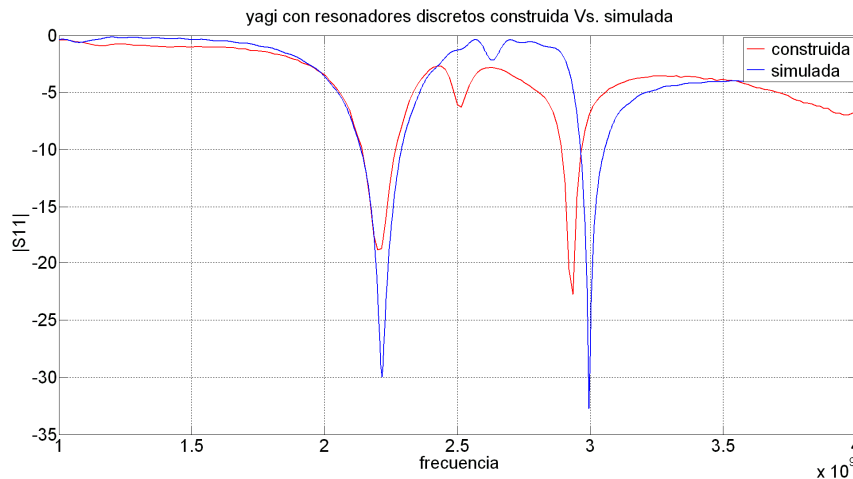


Figura 4.40. Medida en reflexión de la antena con resonadores discretos frente a la simulación.

En la figura 4.41 se compara el funcionamiento de la antena con resonadores discretos frente a la antena Yagi-Uda impresa convencional. Una vez más, se debe mencionar el comportamiento multi-frecuencia obtenido, a la vez que se consigue una miniaturización de la antena. En este caso, se consigue una desviación de frecuencia de unos 500MHz, lo que se corresponde con una miniaturización del 19%. En este diseño, como se indicó, se produce una pérdida considerable de ancho de banda con respecto a la antena original.

4.5. Conclusiones

Así pues, en este capítulo se han diseñado y construido con éxito una serie de antenas Yagi-Uda impresas. La primera de ellas, una antena convencional, con unas características base interesantes, como un ancho de banda del 14.2% (en simulación del 18%), una ganancia de 6.5dB y una relación F/B de 9.4dB. A partir de esta antena, se diseña otra que, cargada con estructuras metamateriales, tiene el objetivo de conseguir un comportamiento multi-frecuencia, a la par que una cierta miniaturización. En primera instancia, se diseña un prototipo cargado con dos grupos de cuatro anillos por brazo. Las características en simulación de dicha antena se resumen en un ancho de banda del 10%, teniendo en cuenta que dicha banda está centrada en 2.13GHz. Esto supone una miniaturización con respecto a la antena original de prácticamente 450MHz (17%). La construcción de esta antena, pone de manifiesto los efectos de acoplo entre resonadores, que hace aparecer bandas extra en transmisión. Para confirmar este hecho, eliminando dichas bandas extra, se diseña otra antena con sólo un SRR por semibrazo. Las características de dicha antena mostraron un ancho de banda de la antena en simulación del

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

8.5%, pasando al 19% en construcción. Las bandas de frecuencia se reprodujeron en gran medida con respecto a las simulaciones. Vemos como en este caso se obtiene una antena de doble banda con buenas características de radiación. Paralelamente, se diseña una antena similar en características, pero que utiliza resonadores discretos en lugar de las estructuras SRR. Como resultado, se obtiene una antena con unas características algo inferiores, como un ancho de banda del 7%. Aun así, esta antena muestra el efecto que tiene en el comportamiento de la antena, el desplazamiento horizontal de dichos resonadores discretos. Este modelo construido muestra una gran fidelidad con respecto a las simulaciones realizadas. En esta antena, además se consigue una buena miniaturización con respecto al modelo convencional (500MHz aproximadamente). Esos 500 MHz, se traducen en una reducción del 19% con respecto a la antena convencional (hablando en este caso de las antenas construidas). Con estos resultados, se ha demostrado la posibilidad de combinar dos efectos procedentes de cargar una antena con estructuras metamateriales: Efecto multi-frecuencia, y miniaturización de la antena. Aunque en general, los resultados apuntan a que se pagaría un precio en el ancho de banda de la antena, el diseño con un solo SRR muestra como resulta factible mantener dicho ancho de banda, e incluso ampliarlo.

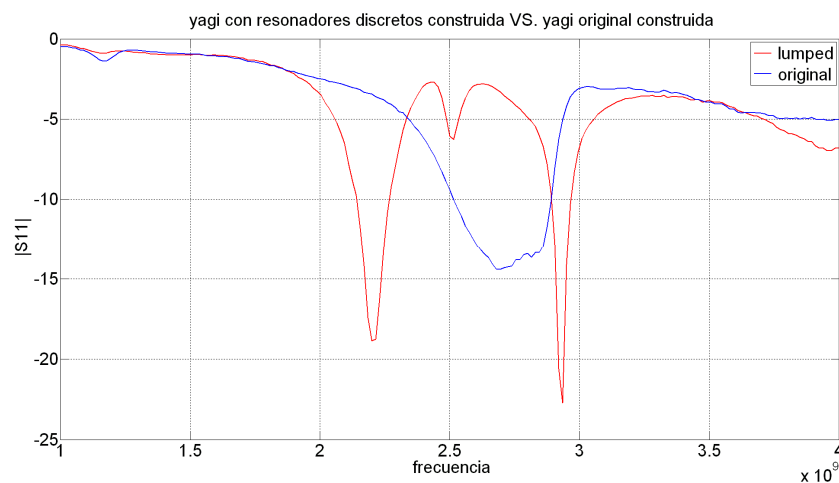


Figura 4.41. Medida en reflexión de la antena con resonadores discretos frente a la convencional.

5. YAGI-UDA IMPRESA MONOPODAL

En el capítulo anterior se demostró que las estructuras SRR pueden aportar beneficios a las estructuras radiantes, pudiendo hacerlas más pequeñas, a la vez que proveerlas de características multi-frecuencia. En este capítulo, se analizará el comportamiento de estas estructuras en una antena Quasi-Yagi impresa, como las que se presentaron en el capítulo tres (apartado 3.3.2). Estas antenas son capaces de mostrar un importante ancho de banda, en tamaños de antena contenidos. La filosofía de la antena se resume en la existencia de una estructura *microstrip-to-coplanar strip*. Dicha estructura se encarga de dividir una línea microstrip de entrada en dos líneas coplanares, las cuales serán desfasadas 180° por diferencia de caminos. Con esto, se consigue el desfase necesario para alimentar correctamente un dipolo cuyos brazos estén impresos en una misma cara del sustrato, actuando, pues, como balun. En la otra cara del sustrato se sitúa el plano de masa truncado, que en nuestro caso también tomará la función de reflector. Los dipolos directores se situarán en la misma cara que el dipolo alimentado. En este capítulo, además, se harán una serie de modificaciones con respecto al montaje del capítulo 4, con el fin de encontrar mejores características en el dispositivo, a la vez que se intentarán resolver los puntos no clarificados en dicho capítulo 4. Una vez más, el diseño de la antena se realiza mediante CST Studio. En este caso, no se construirán los prototipos simulados, sino que el objetivo es realizar un estudio de adaptación del modelo a diferentes estructuras. Además, existe en la universidad una limitación en cuanto a la precisión máxima a la hora de construir los diseños, que podría no resultar suficiente para este diseño. Las características de las simulaciones son las mismas. Se utiliza sustrato FR4 con una permitividad relativa de 4.5 y de espesor de 0.5mm. El hecho de utilizar un sustrato con estas características supone un incremento en el tamaño final de la antena, al igual que sucedía en el capítulo 4. Aun así, diseñando la antena para su funcionamiento a 2.5GHz. Las dimensiones del dieléctrico son: $1.02\lambda_0 \times 0.58\lambda_0$. Por lo tanto, son menores que las de la antena diseñada en el capítulo 4. En la figura 5.1 se muestra un esquema de dicha antena.

En este caso, se añaden directamente los anillos SRR al conjunto. Se añaden 2 SRR por semibrazo para mejorar la adaptación de la banda generada por dichos resonadores. En este diseño, no se observan los efectos por acoplo que derivaban en bandas intermedias como sucedió en el capítulo 4 cuando se disponían cuatro SRR por semibrazo. Como en el diseño anterior, la adaptación de la antena se realiza en la línea de entrada, a 50Ω . La estructura *microstrip-to-coplanar strip* se encarga también de adaptar la impedancia de esta línea de entrada, a la de las líneas coplanares. La alimentación se sigue realizando a través de conector SMA. Las simulaciones realizadas sobre esta antena se adjuntan en la figura 5.2. Se puede observar como la antena convencional (sin SRR) posee en este caso un ancho de banda del 14.2%. Vemos que en este caso, el ancho de banda es ligeramente inferior al conseguido para el modelo del capítulo 4. Cabe mencionar a este respecto, que el proceso de optimización para esta antena fue apreciablemente menos arduo que para dicho modelo. Aun así, vemos como al añadir los SRR al conjunto, la reducción del ancho de banda resulta mucho menor que en las diferentes versiones de la antena Yagi-Uda impresa del apartado 4, siendo del 13.2% en este caso.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

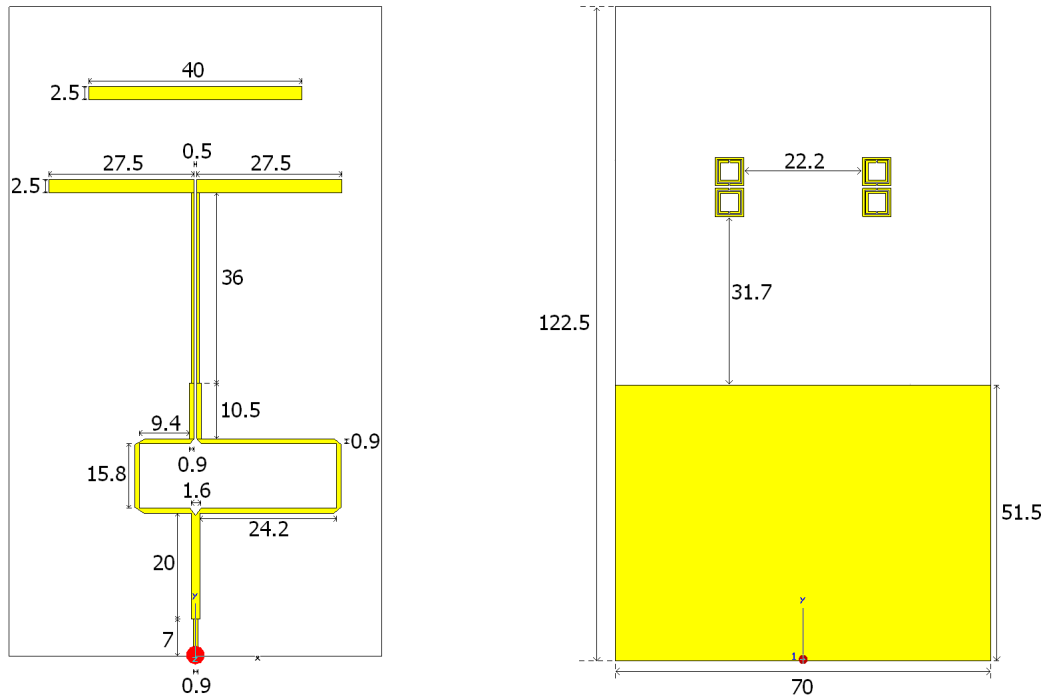


Figura 5.1. Esquema de la antena Quasi-Yagi diseñada. A) Cara frontal. B) Cara inversa.

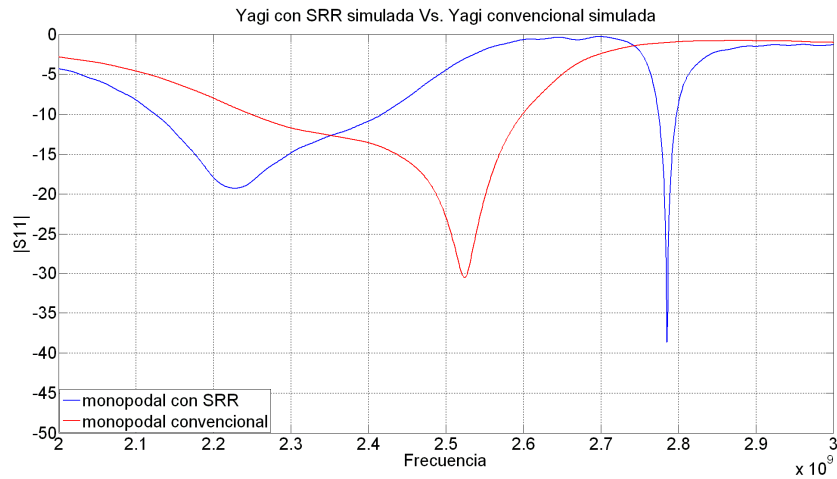


Figura 5.2. Simulación en reflexión de la antena Quasi-Yagi con y sin las estructuras SRR.

En las figuras 5.3 y 5.4 se muestran los diagramas de radiación del diseño, pudiendo observar varias cosas interesantes. A simple vista, se observa una pequeña disminución de la directividad de la antena, siendo de 3.9dB en la banda baja, y de 6.4dB en la banda alta. Este

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

hecho resulta lógico, dado que en este caso solo se dispone de un dipolo director, mientras que en los diseños anteriores existían dos directores, lo que podría explicar en parte dicha diferencia. Por otra parte, vemos como la relación lóbulo principal-secundario ha empeorado en este modelo, sobre todo en la banda alta de la antenna. Como es lógico, el ancho de haz 3dB se ha ensanchado, siendo este hecho apreciable en ambas bandas. En cualquier caso, las características globales de la antenna continúan siendo buenas, teniendo en cuenta el importante ancho de banda conseguido con las estructuras SRR, así como la buena adaptación de ambas bandas. En la figura 5.5 se ilustra el diagrama de radiación tridimensional en el cual se aprecian mejor dichas características de radiación.

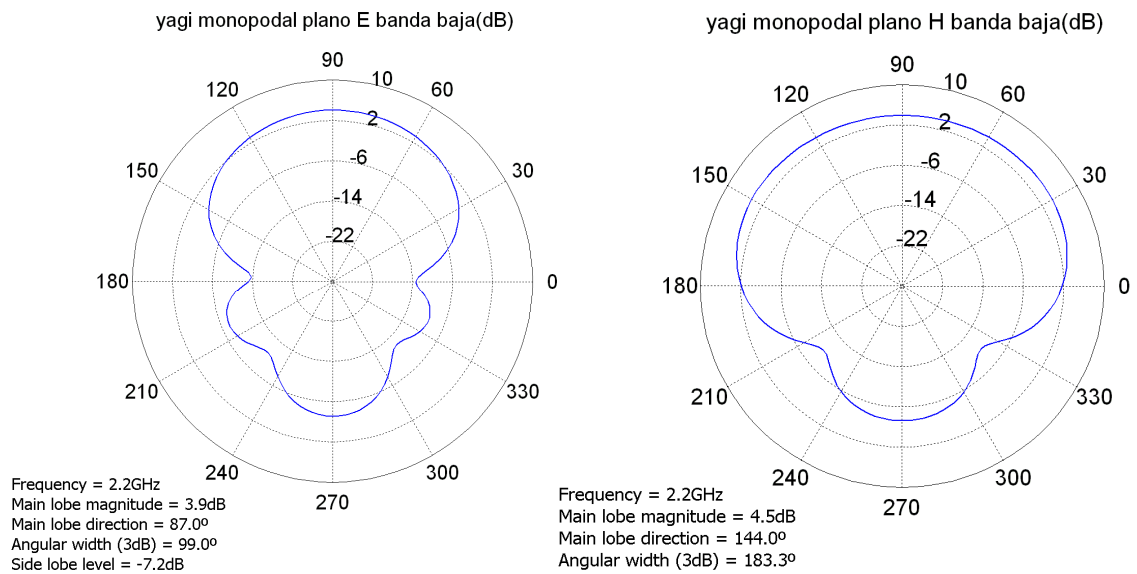
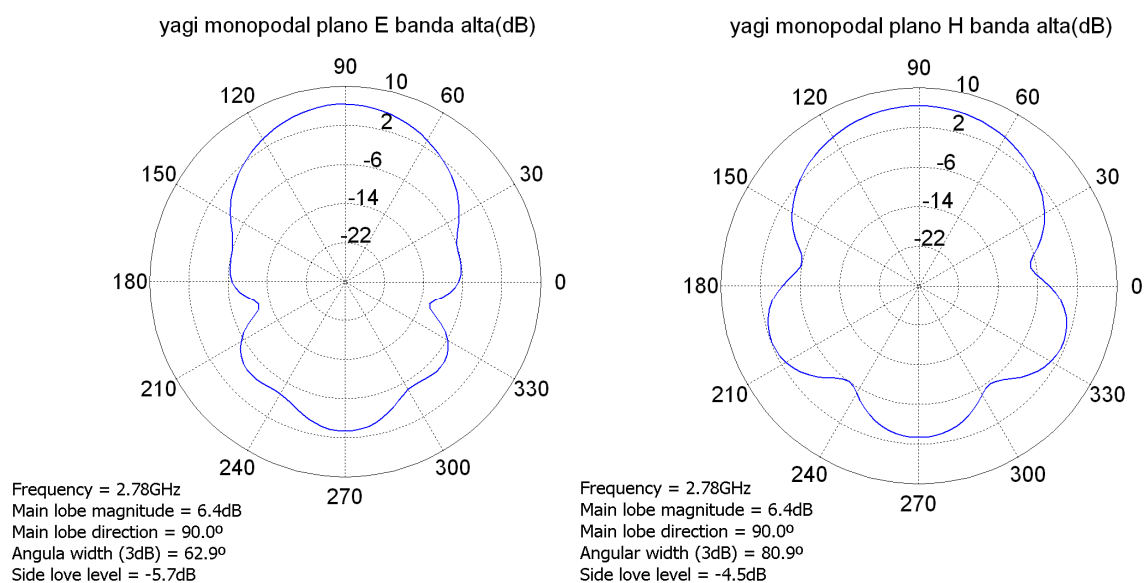


Figura 5.3. Diagrama de radiación de la antenna Quasi-Yagi con SRR en la banda baja. A) Plano E. B) Plano H.



Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

Figura 5.4. Diagrama de radiación de la antena Quasi-Yagi con SRR en la banda alta. A) Plano E. B) Plano H.

En la figura 5.6 es posible observar el principio de funcionamiento de este modelo de antena. Se trata del esquema de corrientes, observado en la frecuencia central de la banda alta. Se puede observar como la estructura balun se divide la potencia a la entrada de la antena en las dos líneas coplanares, que alimentan al dipolo. Estas líneas coplanares pasan por una estructura que causa un desfase entre sus ramas de 180° . Se puede observar este hecho mirando la dirección de las corrientes en las líneas alimentadoras del dipolo, siendo dicha dirección opuesta. Así, se consigue una alimentación adecuada al dipolo, haciendo funcionar de esta forma la antena.

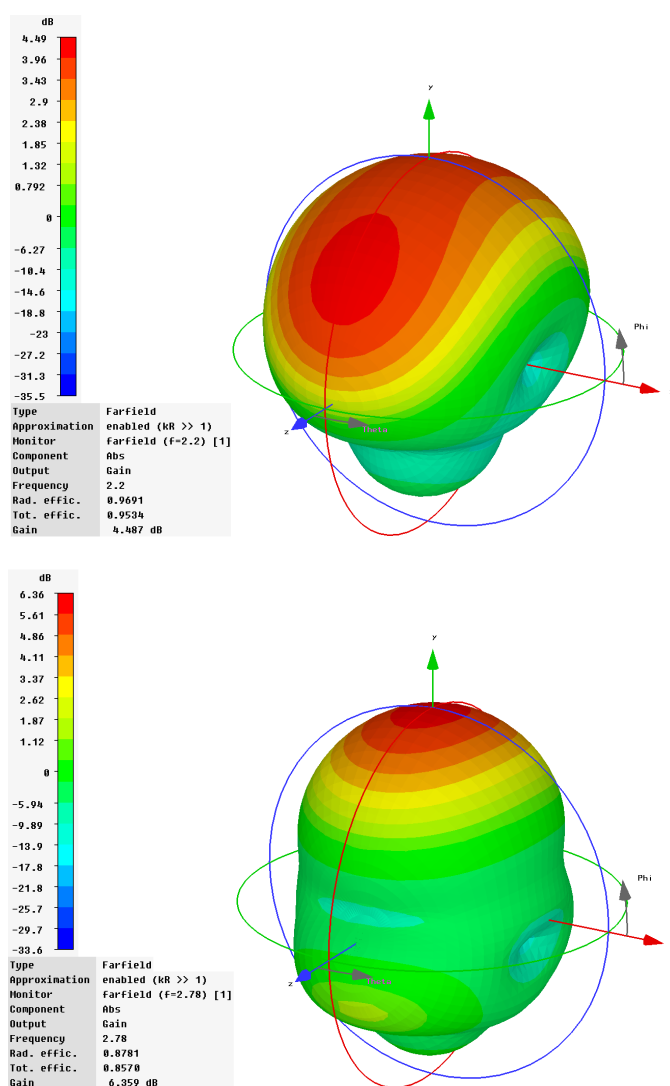


Figura 5.5. Diagramas de radiación tridimensionales de la antena Quasi-Yagi con SRR. A) banda baja. B) banda alta.

También, en 5.6 y 5.7 podemos notar como los SRR están excitados prácticamente de forma homogénea, al contrario de lo que pasaba en los modelos del capítulo 4, en los cuales siempre había ciertos anillos que se excitaban más intensamente que los demás. A esta frecuencia, el acoplo de energía en el director es también apreciable como para suponer un incremento de directividad.

5.1. Desplazamiento de los SRR

En el capítulo 4, al diseñar la antenna con resonadores discretos, se observó como al desplazar dichos resonadores horizontalmente a lo largo de la longitud del dipolo alimentado, la frecuencia de resonancia de éstos variaba apreciablemente. La banda correspondiente a la antenna convencional sufría un efecto similar. Se observó también como, fijándonos en los niveles de adaptación de ambas bandas, existía un punto óptimo que coincidía precisamente con aquel que conseguía que la banda correspondiente a los resonadores discretos estuviese centrada en 3GHZ (frecuencia de diseño). Esto hacía pensar que la posición de las estructuras resonadoras podría definir otro parámetro de diseño, a través del cual fuese posible optimizar el comportamiento de la antenna, así como ajustar las frecuencias de ambas bandas de una forma más independiente. Dicho efecto podría ser también utilizado para maximizar la miniaturización de la antenna.

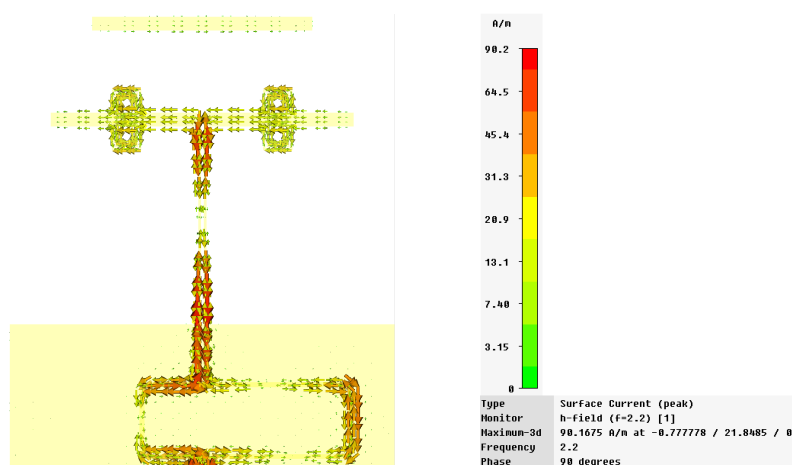


Figura 5.6. Esquema de corrientes de la antenna con SRR a la frecuencia de 2.2GHz

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

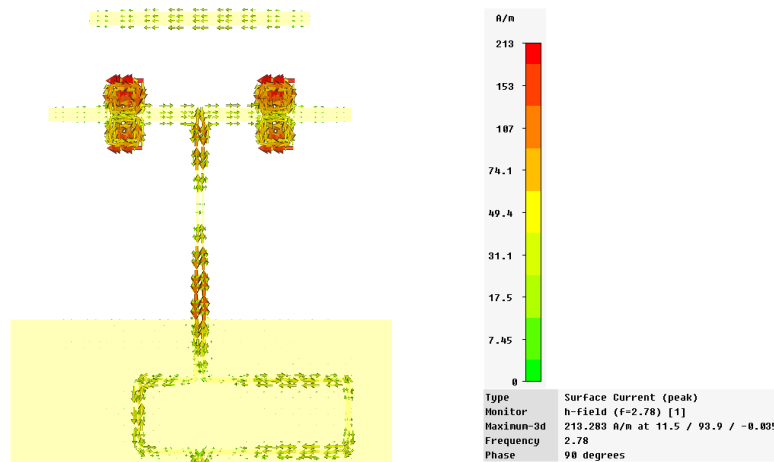


Figura 5.7. Esquema de corrientes de la antena con SRR a la frecuencia de 2.78GHz

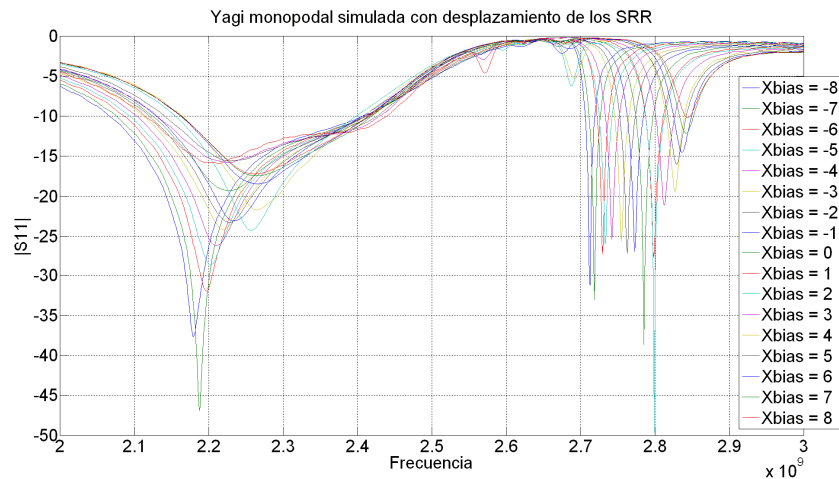


Figura 5.8. Simulación en reflexión de la antena Quasi-Yagi como función de la disposición de las estructuras SRR.

El resultado de dichas simulaciones se engloba en la figura 5.8. En este caso, X_{Bias} sigue los mismos criterios que en el capítulo 4. Así, se define $X_{Bias} = 0\text{mm}$ cuando los resonadores están en el centro del brazo correspondiente. X_{Bias} positivos al acercarse al eje central de la antena, y X_{Bias} negativos al acercarse a los extremos del dipolo. Observando la figura 5.8 se puede confirmar como efectivamente, la posición de los resonadores afecta a la frecuencia de ambas bandas (baja y alta) así como a la adaptación de las mismas. Además, analizando más a fondo la figura 5.8 podemos extraer otros resultados interesantes:

- El ancho de las bandas también se modifica en función de la posición de los resonadores, lo cual puede observarse en la figura 5.9, en la que se muestra la curva correspondiente a $X_{Bias} = -8\text{mm}$, extraída de 5.8. En ella, el ancho de la banda convencional se

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

ha ampliado con respecto al visto en 5.2. Aquí, dicho ancho de banda alcanza el 15.7%, que es incluso mayor que el ancho de banda de la antena original. Así, se ha conseguido una antena que, cargada con SRR, es capaz de superar el ancho de banda de la antena original. Esto añadido a las características ya mencionadas de miniaturización y multi-frecuencia, hacen de este modelo una opción muy interesante y un claro ejemplo de las ventajas de utilizar metamateriales en dispositivos radiantes. Por su parte, la banda correspondiente a los resonadores, mantiene prácticamente su ancho de banda intacto, si bien es cierto que se reduce ligeramente del 0.8% correspondiente a $X_{Bias} = 0\text{mm}$, al 0.5%.

- Aparición de resonancias a frecuencias intermedias. Así como en el capítulo 4, para el primer prototipo de antena construido, se observaron unas resonancias que en simulación no llegaban a adaptarse. Cuando dicha antena fue construida, resultó que dichas resonancias se adaptaban haciendo que la antena no tuviese el comportamiento esperado. Así, en la figura 5.10 parece reproducirse la misma situación. Con este desplazamiento aparece una resonancia de las mismas características que la descrita. Además con otros desplazamientos, aparece dicha resonancia a otra frecuencia diferente e incluso para otro cierto desplazamiento, se llegan a observar dos resonancias adicionales. Una vez más, analizando el resultado, se intuye que sería posible eliminar estos picos escogiendo cuidadosamente la posición de las estructuras SRR, puesto que, como se aprecia en 5.8, existen desplazamientos para los cuales no existen dichas resonancias. Esto volvería a corroborar la teoría de acoplos entre partículas, y abre la posibilidad de utilizar dichos acoplos de forma efectiva. Esto sería posible, teniendo en cuenta que en la construcción final del primer prototipo, la adaptación de estos picos fue bastante buena, lo que unido a la idea planteada aquí de poder controlar su aparición y frecuencia, podrían aumentar las características multi-frecuencia del dispositivo. Sin embargo, como se observó en el capítulo 4, la eficiencia de radiación de dichas resonancias resultan demasiado bajas como para que éstas resulten útiles en radiación.

Finalmente, cabe comentar que las características multi-frecuencia que admite esta tecnología, no están limitadas únicamente a dos bandas de frecuencia. Dejando aparte el hecho de que los acoplos observados originan nuevas bandas de frecuencia, existe la opción de disponer varios SRR de diferente tamaño a lo largo del dipolo alimentado, dando lugar así a diferentes bandas de frecuencia de naturaleza resonante. La figura 5.11 presenta la antena con dos grupos de dos SRR de diferente tamaño en cada brazo, dando lugar así a dos bandas de frecuencia. Además, la miniaturización de este modelo resulta la mayor de todas las conseguidas, en simulación, durante este estudio.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

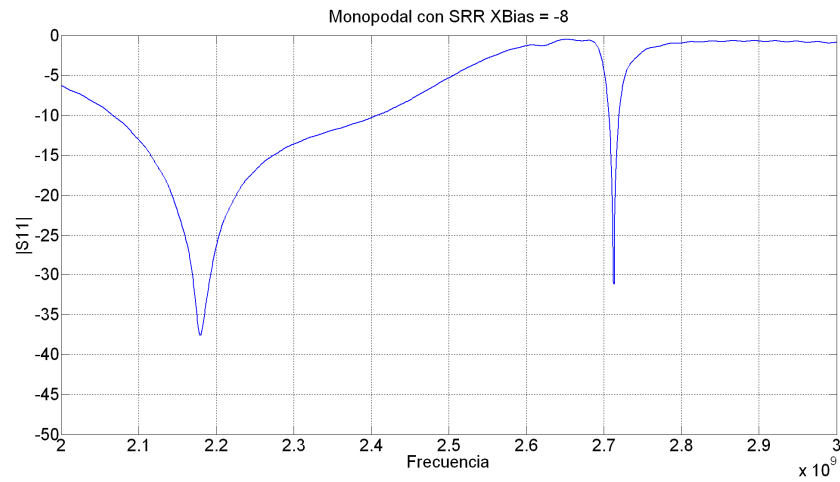


Figura 5.9. Resultado parcial de la simulación mostrada en 5.8 correspondiente a XBias = -8mm.

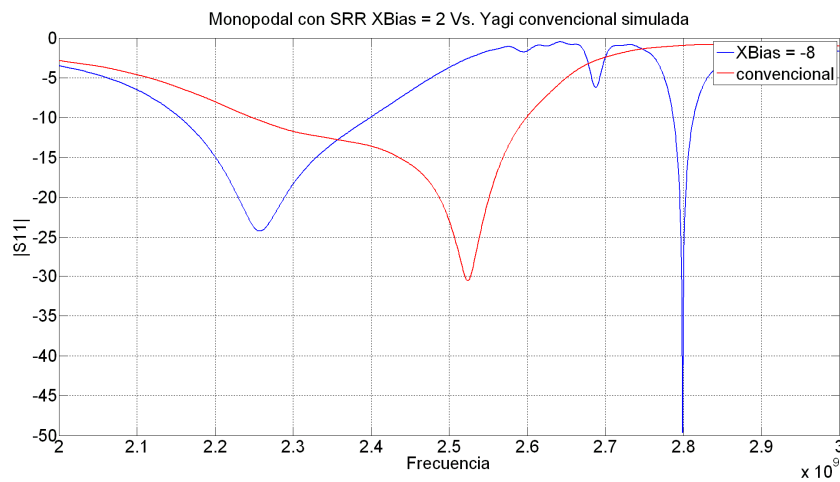


Figura 5.10. Resultado parcial de la simulación mostrada en 5.8 correspondiente a XBias = 2mm.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

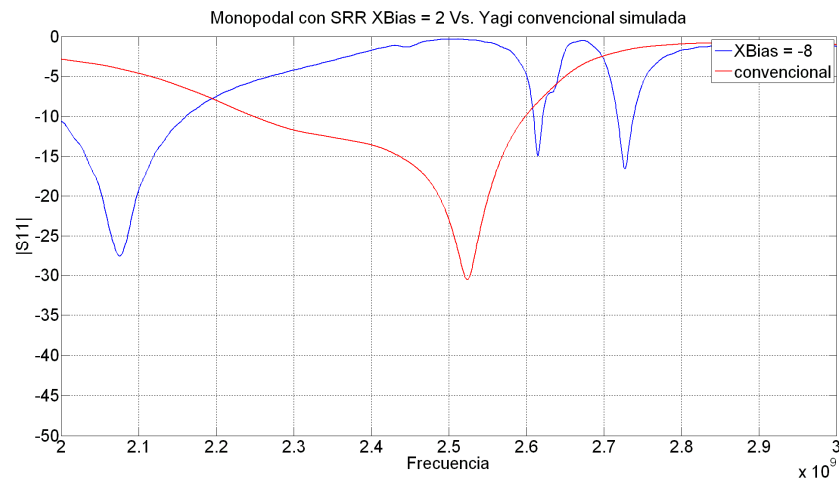


Figura 5.11. Yagi-Uda monopodal con dos grupos de SRR de diferente tamaño.

En este capítulo se han puesto de manifiesto una serie de características que poseen los dispositivos cargados con estructuras SRR, que si bien se observaron en el capítulo 4, no fueron objeto de un estudio minucioso. Se ha observado cómo es posible conseguir un dispositivo cargado con estructuras metamateriales, cuyo ancho de banda sea mayor que el de la antena convencional, sumando a esto las demás características especiales, la miniaturización y el comportamiento multi-frecuencia.

6. CONCLUSIONES

En este proyecto, se ha estudiado el comportamiento de tres modelos diferentes de antenas Yagi-Uda impresas, cuando éstas son cargadas con estructuras metamateriales. El desarrollo de dichas estructuras se complementa con una pequeña base teórica del funcionamiento de las estructuras metamateriales SRR, incluyendo el cálculo de su frecuencia de resonancia. También se incluyen, aunque de forma menos exhaustiva, los principios de funcionamiento de las antenas Yagi-Uda, así como sus diferentes versiones impresas con alguna de las modificaciones que se encuentran en la literatura. En el capítulo 2, se revisaron el estado del arte en el desarrollo de los metamateriales y sus aplicaciones prácticas.

Una vez expuestos los principios básicos de cada uno de los componentes, se procedió al diseño del primer prototipo de antena Yagi-Uda impresa. Este primer prototipo es una antena impresa convencional, la cual se utilizó posteriormente para comparar con ella los resultados obtenidos. En nuestro caso, este primer diseño se basó en un modelo bipodal, el cual es más simple de construir. Este modelo, simplifica el esquema de alimentación de la antena, utilizando un plano de masa truncado en la cara inversa del sustrato. Además, dicho plano de masa hace las veces de reflector en la estructura de la antena Yagi-Uda impresa. De este modelo, se presentaron sus datos de ancho de banda, ganancia, relación lóbulo principal a secundario, así como un diagrama de corrientes que nos permite comprobar cómo se cumplen las predicciones teóricas del modelo impreso. Esta antena, fue construida, con lo cual, fue posible comprobar la veracidad de las simulaciones realizadas. Los resultados estuvieron en gran concordancia a lo esperado, con una ligera desviación de la banda de funcionamiento hacia frecuencias más altas. Con esto, conseguimos una referencia funcional para el resto del estudio.

Después, se pusieron en práctica los conocimientos adquiridos a nivel teórico de los resonadores SRR, procediendo al desarrollo de una aplicación MATLAB con la cual efectuar el cálculo de la frecuencia de los mismos. Utilizando los cálculos obtenidos de este modo, se dispusieron las estructuras sobre la antena original, dando lugar al primer prototipo que, una vez construido, mostró los comportamientos multi-frecuencia y de miniaturización esperados. Además, aparecieron resonancias a frecuencias intermedias entre la banda inferior y la superior. Se ha comprobado a lo largo de todo el proyecto, que dichas resonancias tienen origen en acoplos entre las distintas estructuras resonantes. Para demostrar esto, se eliminaron todas las estructuras resonantes menos una de cada uno de los semibrazos del dipolo alimentado. Los resultados que se obtuvieron con este modelo fueron esclarecedores en este sentido, puesto que se consiguió la eliminación total de dichas resonancias intermedias, tal como se predijo en las simulaciones pertinentes. Otra de las características interesantes observadas en estos dos modelos, es el desplazamiento de la banda originada por los SRR.

Paralelamente a éste, se diseñó un tercer prototipo, cuya única diferencia con los anteriores residía en la utilización de dos resonadores LC discretos en lugar de los SRR. Los resultados que se obtuvieron para este diseño, mostraban gran precisión en el cálculo de la frecuencia de resonancia. Por lo tanto, si pensamos en los resultados conjuntos de los diferentes

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

prototipos, resulta razonable pensar que el cálculo teórico de la frecuencia de resonancia no es todo lo preciso que debiera ser para este tipo de aplicaciones. Así, habría que tener en cuenta la forma de los resonadores, sobre todo para el cálculo de la capacidad de los resonadores. En cuanto a la inductancia, para cada resonador, se asumía un único anillo en lugar de los dos que lo componen, restando así precisión al cálculo.

En el capítulo 5, se profundiza en el estudio de los resultados obtenidos. Más concretamente, se analiza el efecto que tiene el desplazamiento de los SRR a lo largo de la longitud del dipolo alimentado. Los resultados obtenidos en este análisis resultan bastante esperanzadores, puesto revelan que sería posible mejorar incluso el ancho de banda de la antena convencional, consiguiendo a la vez comportamiento multi-frecuencia y miniaturización. Dichos análisis se realizan sobre otro modelo diferente de antena Yagi-Uda. En este caso, se utiliza una antena Quasi-Yagi. La razón de utilizar otro modelo diferente es la de generalizar el proceso de adaptación a los metamateriales, demostrando que son susceptibles de aparecer junto a un gran número de estructuras. Para este caso, también se diseñó una antena convencional que sirviera como referencia para el posterior análisis de los datos obtenidos. El ancho de banda original de dicho modelo, resultó sensiblemente inferior al de la antena diseñada en el capítulo 4. Una vez cargada con metamateriales, se consiguió elevar el ancho de banda, mediante la correcta disposición de los anillos.

Los resultados finales obtenidos para las diversas antenas diseñadas se presentan en la tabla 6.1.

| | Original | 4 SRR/brazo | 1 SRR/brazo | Quasi-Yagi (sim) |
|------------------------|-----------------|--------------------|--------------------|-------------------------|
| Ancho banda | 14.2% | 11% | 19% | 15.7% |
| Ancho banda SRR | - | 2.5% | 2.6% | 0.5% |
| Ancho haz 3dB | 66.8° | 73.7° | 63° | 98.9° |
| Ganancia | 6.5dB | 6.3dB | 8.1dB | 4.1dB |
| Ganancia SRR | - | 8.3dB | 6.6dB | 6.9dB |
| SLL | -9.4dB | -12.1dB | -10.4dB | -7.2dB |
| F/B | -9.4dB | -12.1dB | -10.4dB | -7.dB |
| Miniaturización | - | 17% | 0% | 13.5% |

Tabla 6.1. Resumen de las propiedades de las antenas estudiadas en el proyecto.

Así pues, en este proyecto se han mostrado algunas de las técnicas que pueden ser utilizadas en el diseño de dispositivos radiantes cargados con metamateriales. Se ha demostrado

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

que gracias a su utilización es posible conseguir la miniaturización de la antena, así como un comportamiento multi-frecuencia. En este proyecto, se han utilizado estructuras resonantes (SRR), los cuales presentan un ancho de banda muy limitado, aunque suficiente para algunas aplicaciones. La idea de utilizar resonadores discretos mejora la precisión en el cálculo de la frecuencia de resonancia. No disponer de un método más preciso para el cálculo de la frecuencia de resonancia de los SRR ha sido uno de los inconvenientes más importantes que se han puesto de manifiesto en este proyecto.

Líneas futuras de investigación

En todo el proyecto, hemos visto que en lo que a dispositivos radiantes se refiere, los principales objetivos son la miniaturización y el comportamiento multi-frecuencia.

- Desarrollar modelos de predicción de la frecuencia de resonancia de los SRR más precisos para estas aplicaciones.
- Fabricar una antena con tres bandas.
- Optimizar la antena (especialmente los directores) para conseguir las mismas características de radiación, sobre todo cuando se utilizan resonadores discretos.
- Obtener las medidas de radiación de los modelos construidos.
- Estudio del efecto de los SRR en los directores de la antena.

7. REFERENCIAS

- [1] L. I-Hsiang, M. DeVicentis, C. Caloz, and T. Itoh, "Arbitrary Dual-Band Components Using Composite Right/Left-Handed Transmission Lines", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.52, pp. 1142-1149, Apr. 2004.
- [2] H. Okabe, C. Caloz and T. Itoh, "A compact Enhanced-Bandwidth Hybrid Ring Using an Artificial Lumped-Element Left-Handed Transmission-Line Section", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.52, pp. 792-804, March. 2004.
- [3] F. Herraiz, L.E García, V.González, D.Segovia "Multi-Frequency Microstrip Patch Antennas based on Metamaterial Structures", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. pp 3484-3487, june 2007.
- [4] L. Liu, C. Caloz, and T. Itoh, "Dominant Mode (DM) Leaky-Wave Antenna with Backfire-to-Endfire Scanning Capability", *Electron. Lett.*, vol.38, no. 23, pp. 1414-1416, 2000.
- [5] V. Varadan, S.Puligalla, A.R.Tellakula, "Experimental demonstration of cloaking by metamaterials", *IEEE Antennas and Propag. Intern. Sympos.* pp. 1173 – 1176, june 2007.
- [6] J.B. Pendry, D. Schurig, D.R. Smith, "Controlling Electromagnetic Fields", *Science Express* vol.312, no. 5781, pp-1780-1782.
- [7] N. Katsarakis, G.Konstantinidis, A. Kostopoulos, R.S. Penciu, T.F. Gundogdu, M. Kafesasi, E.N. Economou, Th. Koschny, C.M. Soukoulis, "Magnetic response of Split-ring resonator in the far-infrared frequency regime", *Optics Letters*, vol. 30 (11), pp. 1348-1350, June 2005.
- [8] E. Yablonovitch, "Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics", *Physical Review Letters*, vol. 58, pp. 2059-2062, 1987.
- [9] M.A. Gómez Laso, "Cristales Electromagnéticos en Fibra Óptica y Tecnología Microstrip", *Tesis Doctoral*, Universidad Pública de Navarra, Junio 2002.
- [10] V.G. Veselago, "Electrodynamics of materials with negative index of refraction", *Sov. Phys Usp*, vol. 10, pp. 509-514, jan 1968
- [11] J. Bonache, "Filtros de microondas basados en metamateriales y en resonadores concentrados", *Tesis Doctoral*, Universitat Autònoma de Barcelona. Diciembre 2006.
- [12] J.B. Pendry and D.R. Smith, "Reversing Light with Negative Refraction", *Physics Today*, vol. 57, pp. 37 – 43, Jun. 2004.
- [13] J.B. Pendry "Negative Refraction makes perfect lens" *Phys. Rev. Lett*, vol. 85, pp. 3966 – 3969, 200
- [14] N. García, M. Nieto-Vesperinas, "Left-handed Materials do not make perfect lens", *Phys. Rev. Lett*, vol. 88, pp. 207403(1-4), 2002

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

- [15] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robins, W.J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced non linear phenomena", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.47, pp. 2075-2084, Nov 1999.
- [16] R. Marqués, F. Medina, R. Rafii-El-Idrissi, "Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed metamaterials", *Phys. Rev. B.*, vol. 65, pp. 144440(1-6).
- [17] J.D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R.M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J.García-García, I. Gil, M.F. Portillo, M.Sorolla, "Equivalent-Circuit Models for Split-Ring Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.53, pp. 1451-1461, no. 4, April 2005.
- [18] R.Marqués, F. Mesa, J. Martel, F. Medina, "Comparative Analysis of Edge- and Broadside- Coupled Split Ring Resonators for Metamaterial Design— Theory and Experiments", *IEEE Trans. On Antennas and Propagation.*, vol.51, pp. 2572-2581, no. 10, October 2003.
- [19] C. Caloz, T. Itoh, "Electromagnetic metamaterials. Transmission Line Theory and Microwave Applications".
- [20] D.R. Smith, W.J Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, S.Schultz, "Composite Medium with Simultaneously negative permeability and permittivity", *Phys. Rev. Lett*, vol. 84, pp. 4184-4187, May 2000.
- [21] G.V. Eleftheriades, A.K. Iyer, P.C. Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines", *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 50(12), pp. 2702-2712, December 2002.
- [22] F.Martin, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués, M. Sorolla, "Split ring resonator based left handed coplanar waveguide", *Appl. Phys. Lett.*, pp. 4652-4654, December 2003.
- [23] C. Caloz, T. Itoh, "A novel Mixed Conventional Microstrip and Composite Right/left Handed Backward-Wave Directional Coupler with Broadband and Tight Coupling Characteristics", *IEEE Microwave Wireless Components Lett.*, vol. 14, pp. 31-33, January 2004.
- [24] F.P. Casares-Miranda, C. Camacho-Peñalosa, C. Caloz, "High-Gain Active Composite Right/Left-Handed Leaky-Wave Antenna", *IEEE. Trans. Antennas Propagation*, vol.54, pp. 2292-2300, August. 2006.
- [25] K.M. Dupy, K.H. Leong, T. Itoh, "Class-F Power Amplifier Using a Multy-Frequency Composite Right/left Handed Transmission Line Harmonic Tuner", *Microwave Symp. Dig.*, 2005 *IEEE MIT-S International*, June. 2005.
- [26] S. Lim, C. Caloz, T. Itoh, "Metamaterial-Based Electronically Controlled Transmission Line Structure as a Novel Leaky-Wave Antenna With Tunnable Radiation Angle and Beamwidth", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 161-173, January 2005.
- [27] H. Iizuka, P. S. Hall, "Left-Handed dipole antennas and their implementations," *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 5, pp. 1246-1253, May 2007.
- [28] A. Lucas Borja, P. S. Hall, Q. Liu and H. Iizuka, "Omnidirectional Loop Antenna with Left-Handed loading," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 556, pp. 495-498, 2007.

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

- [29] G.V. Eleftheriades and M. Antoniades, "Antenna applications of negative-refractive-index transmission-line (NRI-TL) structures," *IET (former IEE) Microwaves, Antennas and Propagation, Special Issue on Metamaterials*, pp. 12-22, Feb. 2007.
- [30] F. Qureshi, M. A. Antoniades, and G. V. Eleftheriades, "A compact and low-profile metamaterial ring antenna with vertical polarization," *IEEE Microwave and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 333-336, 2005.
- [31] R.W. Ziolkowski and A. Erentok, "Metamaterial-Based Efficient Electrically Small Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, No. 5, pp. 2113-2130, July. 2006.
- [32] R.W. Ziolkowski and A. Erentok, "At and below the Chu limit: passive and active broad bandwidth metamaterial-based electrically small antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 1, No. 1, pp. 116-118, Feb. 2007.
- [33] C. J. Lee, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, "Composite Right/Left-Handed Transmission Line Based Compact Resonant Antennas for RF Module Integration," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 8, pp. 2283-2291, August 2006.
- [34] A. Lai, K.M.K.H. Leong and T. Itoh, "Infinite wavelength resonant antennas with monopolar radiation pattern based on periodic structures" *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 13, pp. 868-876, March 2007
- [35] F.J. Herraiz, L.I. García-Muñoz, V. Gonzalez-Posadas, D.Segovia-Vargas, "Multi-Frequency Printed Dipoles Loaded With Metamaterial Particles", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, April 2008.
- [36] E.Sáenz, I.Ederra, R.Gonzalo and P.Maagt, "Análisis del efecto de un superestrato Left handed en la apertura de una guía rectangular".
- [37] E.Sáenz, R.Gonzalo, I.Ederra and P.de Maagt, "Metamaterials as super-substrate to enhance dipole antenna performances"
- [38] J. Zhou, L. Zhang, G. Tuttle, T. Koschny, and C. M. Soukoulis, "Negative index materials using simple short wire pairs," *Phys. Rev. B* 73, 041101 (2006).
- [39] V. M. Shalaev, W. Cai, U. K. Chettiar, H. K. Yuan, A. K. Sarychev, V. P. Drachev, and A. V. Kildishev, "Negative index of refraction in optical Metamaterials", *Optics Letters*, vol. 30 (24), pp. 3356-3358, December 2005.
- [40] Elena Sáenz, Kaan Guven, Ekmel Ozbay, Iñigo Ederra and Ramon Gonzalo, "Enhanced directed emission from metamaterial based radiation source", *Applied Physics Letters*, vol. 92 (204103), pp. 1-3. May 2008.
- [41] S. Uda, "Wireless Beam of Short Electric Waves", *J. IEE. (Japan)*, pp. 273-282, March 1926, and pp. 1209-1219, November 1927.
- [42] H- Yagi, "Beam Transmission of Ultra Short waves", *Proc. IRE*, Vol. 26, pp. 715-741, June 1928. Also *Proc. IEEE*, vol. 72, No. 5, pp. 634-645, May 1984.
- [43] Constantine A.Balanis (1997), "*Antenna theory*, Wiley", third edition, pp.188 –. 1044.

- [44] Huang, J., and Densmore, A.C.: 'Microstrip Yagi array antenna for mobile satellite vehicle applications', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1998, 39, pp. 1024–1030.
- [45] Y. Quian, W.R. Deal, N. Kaneda, T. Itoh, 'Microstrip-fed quasi-Yagi antenna with broadband characteristics', *Electron. Lett.*, 1998, 34, pp. 2194–2196.
- [46] Qiau. Y, and Itoh, T.: 'A broadband uniplanar microstrip-to-CPS transition'. 1997 Asia Pacific Microwave Conf. Dig., 1997, pp. 609 -612.
- [47] Kaneda. N., Qian. Y, and Itoh. T: 'A novel Yagi-Uda dipole array fed by a microstrip-to-CPS transition'. To be presented at 1998 Asia Pacific Microwave Conf., Yokohama, Japan. December 1998
- [48] Kaneda, N., et al.: 'A broadband planar quasi-Yagi antenna', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2002, vol. 50, pp. 1158–1160.
- [49] E.Ávila-Navarro, A.Segarra-Martínez, J.A. Carrasco, C.Reig, "A low-cost compact uniplanar quasi-yagi printed antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, No. 3, pp. 731-735, March 2008.
- [50] G. Zheng, A.A. Kishk, A.W. Glisson, A.B. Yakovlev, "Simplified feed for modified printed Yagi Antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 40, no. 8, April 2004.
- [51] E. Huang, T. Chiu, "Printed Yagi Antenna With multiple reflectors", *Electronic Letters*, vol. 40, No. 19, September 2004.
- [52] I. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*. New York: Wiley, 1988.

APÉNDICE 1

En el siguiente apéndice, se adjuntan los programas desarrollados (SRR.m y Rombe.m), con los cuales se consigue calcular la frecuencia de resonancia de las estructuras SRR. Además, se adjunta el programa StruveH.m, que calcula la función de Struve para un determinado orden. Dicha función es una conversión directa del programa de Fortran que escribieron S.Zhang y J.Jin en “*Computation of Special Functions*”. Dicha conversión se realizó por el “*f2matlab open source Project*”. Aun así, el autor ha introducido algún ligero cambio en dicho código, en aras de simplificar ligeramente su lectura y ejecución.

SRR.m

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
%%                               SRR parameter calculator                               %%
%%                               Inductance, capacitance and Frequency calculator        %%
%%                               100039159      José Romero huertas                    %%
%%                                                                                                                                 %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Función que devuelve la inductancia, la capacidad y la frecuencia de
% resonancia de un anillo SRR. Dicho cálculo se efectúa por medio de
% integración numérica.
%
%Recibe: c          -> ancho de las líneas
%         d          -> distancia entre líneas
%         rext       -> radio externo del SRR
%         t          -> Espesor del substrato
%         E          -> Permitividad del dieléctrico
%         J          -> Precisión del cálculo. Se considera preciso a
%                     partir de J >= 11
%
%Devuelve: L        -> Inductancia del SRR.
%          C         -> Capacidad del SRR
%          f0        -> Frecuencia de resonancia del SRR
%
function [L,C,f0] = SRR(c,d,rext,t,E,J)

%c = 0.4e-3;
%d = 0.2e-3;
%rext = 2.8648e-3;
r0 = rext-c-d/2;
%t = 0.5e-3;
%E = 4.5;
u0 = 4e-7*pi;
c0 = 3e8;

%Calculo de la inductancia de los aros
a = r0-c/2;
b = r0+c/2;
%J = 14; %precisión de la integración numérica
integral = rombe(a,b,[0,(2^J)*20],J);
L = integral*(u0*pi^3)/(4*c^2);
```

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

```
%Cálculo de la capacitancia de los aros. Despreciamos el efecto de estar
%dobladados.
```

```
k = d/(2*c+d);
kprima = sqrt(1-k^2);
kl = sinh(pi*(d/2)/(2*t))/(sinh(pi*(d/2+c)/(2*t)));
klprima = sqrt(1-kl^2);
if (k <= 0.7)
    KK = (pi/log(2*((1+sqrt(kprima))/(1-sqrt(kprima)))));
else
    KK = (1/pi)*log(2*((1+sqrt(k))/(1-sqrt(k))));
end
if (kl <= 0.7)
    KK1 = (pi/log(2*((1+sqrt(klprima))/(1-sqrt(klprima)))));
else
    KK1 = (1/pi)*log(2*((1+sqrt(kl))/(1-sqrt(kl))));
end
Ee = 1 + ((E-1)/2)*KK1/KK;
Z0 = 120*pi*KK/sqrt(Ee);
C = sqrt(Ee)/(c0*Z0)*(pi*r0/2);
```

```
%Por último, se calcula la frecuencia de resonancia
f0 = (1/(2*pi))*sqrt(1/(L*C));
```

```
end
```

Rombe.m

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%                                     Romberg integration                                     %%
%%                                     Romberg numerical integration                               %%
%%                                     100039159      José Romero huertas                               %%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
% Función que realiza integración numérica mediante el método de romberg.
% La función a integrar se define en la subfunción interna "función". En
% este caso, la función a integrar viene definida y es una combinación de
% Bessel y Struve.
```

```
%
%Recibe: a          -> parámetro de la función a integrar
%        b          -> parámetro de la función a integrar
%        lim        -> vector con los límites de integración
%        J          -> Precisión de la integración
```

```
%
%Devuelve: resultado -> Valor de la integral.
```

```
%
function resultado = rombe(a,b,lim,J) %f debe ser una función hecha con linspace
```

```
    nodos = linspace(lim(1),lim(2),(2^J)+1);
```

```
    %parte opcional que pongo yo para asegurarme de que no se
    %divide por 0.
    nodos(nodos==0) = 0.00000001;
    %fin parte opcional
```

```
    suma = zeros(1,J);
    I = zeros(J,2^(J-1));
    for j=1:J
        for n=1:2^(j-1)
```

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

```

        I(j,n)=(2^(J-j))*(2*n-1);
        suma(j) = suma(j)+f(nodos(I(j,n)+1),a,b);
    end

end

R = zeros(J+1,J+1);
R(1,1)=1/2*(nodos(length(nodos))-
nodos(1))*(f(nodos(1),a,b)+f(nodos(length(nodos)),a,b));

for j=2:(J+1)
    R(j,1)=(1/2)*R(j-1,1)+ suma(j-1)*(nodos(length(nodos))-nodos(1))/(2^(j-1));
end

for col=2:(J+1)
    for fil=col:(J+1)
        R(fil,col) = R(fil,col-1)+(R(fil,col-1)-R(fil-1,col-1))/(4^(col-1)-1);
    end
end

aux = size(R);
resultado = R(aux(1),aux(2));

end

function f = f(k,a,b)
    f = (1/k^2)*((b*(StruveH(0,k*b)*bessel(1,k*b) - StruveH(1,k*b)*bessel(0,k*b)) -
a*(StruveH(0,k*a)*bessel(1,k*a) - StruveH(1,k*a)*bessel(0,k*a)))^2);
end

```

StruveH.m

```

function hv = StruveH(v,x)
% =====
% Purpose: Compute Struve function Hv(x) with an
%          arbitrary order v
% Input :  v --- Order of Hv(x, -8.0 ≤ v ≤ 12.5)
%          x --- Argument of Hv(x, x ≥ 0)
% Output:  HV --- Hv(x)
% Routine called: GAMMA to compute the gamma function
% =====
ga=[]; gb=[];

if(x == 0.0d0);
    if(v > -1.0 || fix(v)-v == 0.5d0);
        hv = 0.0d0;
    elseif(v < -1.0d0);
        hv=(-1).^(fix(0.5d0-v)-1).*1.0d+300;
    elseif(v == -1.0d0);
        hv=2.0d0./pi;
    end;
    return;
end;

if(x <= 20.0d0);
    v0=v+1.5d0;
    [v0,ga]=gamma(v0,ga);
    s=2.0d0./(sqrt(pi).*ga);
    r1=1.0d0;
    for k=1:100;

```

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

```
        va=k+1.5d0;
        [va,ga]=gamma(va,ga);
        vb=v+k+1.5d0;
        [vb,gb]=gamma(vb,gb);
        r1=-r1.*(0.5d0.*x).^2;
        r2=r1./(ga.*gb);
        s=s+r2;
        if(abs(r2)< abs(s)*1.0d-12)
            break;
        end;
    end;
    hv=(0.5d0.*x).^(v+1.0d0).*s;
else
    sa=(0.5d0.*x).^(v-1.0)./pi;
    v0=v+0.5d0;
    [v0,ga]=gamma(v0,ga);
    s=sqrt(pi)./ga;
    r1=1.0d0;
    for k=1:12;
        va=k+0.5d0;
        [va,ga]=gamma(va,ga);
        vb=-k+v+0.5d0;
        [vb,gb]=gamma(vb,gb);
        r1=r1./(0.5d0.*x).^2;
        s=s+r1.*ga./gb;
    end;
    s0=s.*s;
    u=abs(v);
    n=fix(u);
    u0=u-n;
    for l=0:1;
        vt=4.0d0.*(u0+l).^2;
        r1=1.0d0;
        pu1=1.0d0;
        for k=1:12;
            r1=-0.0078125d0.*r1.*(vt-(4.0.*k-3.0d0).^2).*(vt-(4.0d0.*k-1.0).^2)./((2.0d0.*k-1.0).*k.*x.*x);
            pu1=pu1+r1;
        end;
        qu1=1.0d0;
        r2=1.0d0;
        for k=1:12;
            r2=-0.0078125d0.*r2.*(vt-(4.0d0.*k-1.0).^2).*(vt-(4.0d0.*k+1.0).^2)./((2.0d0.*k+1.0).*k.*x.*x);
            qu1=qu1+r2;
        end;
        qu1=0.125d0.*(vt-1.0d0)./x.*qu1;
        if(l == 0);
            pu0=pu1;
            qu0=qu1;
        end;
    end;
    l=l+1;
    t0=x-(0.5.*u0+0.25d0).*pi;
    t1=x-(0.5.*u0+0.75d0).*pi;
    sr=sqrt(2.0d0./(pi.*x));
    by0=sr.*(pu0.*sin(t0)+qu0.*cos(t0));
    by1=sr.*(pu1.*sin(t1)+qu1.*cos(t1));
    bf0=by0;
    bf1=by1;
    for k=2:n;
        bf=2.0d0.*(k-1.0+u0)./x.*bf1-bf0;
        bf0=bf1;
        bf1=bf;
    end;

    if(n == 0)
        byv=by0;
    elseif(n == 1)
        byv=by1;
    end;
end;
```

Antenas Yagi-Uda impresas de doble banda cargadas con partículas metamateriales

```
elseif(n > 1)
    byv=bf;
end;
hv=byv+s0;
end;
return;
end

function [x,ga]=gamma(x,ga,varargin)
% =====
% Purpose: Compute gamma function  $\hat{a}(x)$ 
% Input : x --- Argument of  $\hat{a}(x)$ 
% (x is not equal to 0,-1,-2,úúú)
% Output: GA ---  $\hat{a}(x)$ 
% =====
g=zeros(1,26);
if(x == fix(x));
    if(x > 0.0d0);
        ga=1.0d0;
        m1=x-1;
        for k=2:m1;
            ga=ga.*k;
        end;
        k=m1+1;
    else
        ga=1.0d+300;
    end;
else
    if(abs(x)> 1.0d0);
        z=abs(x);
        m=fix(z);
        r=1.0d0;
        for k=1:m;
            r=r.*(z-k);
        end;
        z=z-m;
    else
        z=x;
    end;
    g(:)=[1.0d0,0.5772156649015329d0,-0.6558780715202538d0,-0.420026350340952d-
    1,0.1665386113822915d0,-.421977345555443d-1,-.96219715278770d-2,.72189432466630d-2,-
    .11651675918591d-2,-.2152416741149d-3,.1280502823882d-3,-.201348547807d-4,-
    .12504934821d-5,.11330272320d-5,-.2056338417d-6,.61160950d-8,.50020075d-8,-.11812746d-
    8,.1043427d-9,.77823d-11,-.36968d-11,.51d-12,-.206d-13,-.54d-14,.14d-14,.1d-15];
    gr=g(26);
    for k=25:-1:1;
        gr=gr.*z+g(k);
    end;
    ga=1.0d0./(gr.*z);
    if(abs(x)> 1.0d0);
        ga=ga.*r;
        if(x < 0.0d0)
            ga=-pi./(x.*ga.*sin(pi.*x));
        end;
    end;
end;
end;
return;
end
```